electronistul®

REVISTĂ DE ORIENTARE PROFESIONALĂ, CONSTRUCŢII ELECTRONICE,
INIŢIERE, RECICLARE, SERVICE -DEPANARE NR 20

National Semiconductor va prezinta noua sigla

National Semiconductor

"Making Waves" - the latest innovations in Analog from National

making waves

National Semiconductor's Analog products are "Making Waves" again

Do more. Eat less.

Op amps do 17MHz GBW.
Eat only 650µA.

Introducing the world's most perfect single supply op amps. Namely, the LM6142 (dual) and LM6144 (quad). Both devices deliver an astounding 17MHz gain -band - width at 50kHz (enough to replace several of your not so perfect op amps) while drawing just 650µW/amplifier of supply current. They ofer rail - to - rail input and output, 107 dB CMRR and PSRR=87 dB, and they operate on 1,8V to 24V supplies.

SUMAR

SUMAR NR. 20

TELECOMUNICAŢII

¤ Terminale pentru telecomunicaţii . . . . . pag. 1

HI-FI

¤ Stereofonia . . . . . pag. 3

¤ Amplificator audio de 70W cu STK-086 . . . . . pag. 5

¤ Amplificator AF de 40W . . . . . pag. 6

¤ Controlul digital al volumului . . . . . pag. 7

RADIO

¤ Proiectarea segmentelor de linie microstrip pag.10

TV-VIDEO

¤ Montură pentru reflector de antenă satelit pag.11

¤ Sisteme de suprimare a spotului la deconectarea receptoarelor TV de la reţea pag.14

¤ Demagnetizarea tuburilor cinescop tricrome pag.16

¤ Televizor color SHARP - service pag.18

AUTOMATIZĂRI

¤ Comandă temporizată pag.20

¤ Variator de curent continuu de mică putere pag.22

LABORATOR

¤ Îmbunătăţirea factorului de putere şi reducerea perturbaţiilor la sursele de alimentare pag.23

Apelăm pe această cale la doritorii ce vor să publice în paginile revistei să ne trimită articole încadrabile în specificul nostru.

Drepturile de autor vor fi formate din tarifele legale, plus prime stimulative provenite din beneficiul revistei şi se vor încadra, în general, conform criteriilor de mai jos:

a) 16.000 ÷ 20.000 lei articol cu o contribuţie originală, deosebită, care conţine scheme, cablaje, detalii constructive şi are o întindere de minim 2 pagini, din care cel puţin 70% text;

b) 13.000 ÷ 16.000 lei articol de sinteză cu bibliografie, din care a rezultat o configuraţie originală cu conţinutul conform pct. a);

c) 10.000 ÷ 13.000 lei articol cu schemă, cablaj, detalii constructive, rezultat ca o aplicaţie directă a unor configuraţii de bază (amplificator, generator, mixer, numărător, temporizator, etc.) şi întindere conform pct. a);

d) 9.000 ÷ 12.000 lei articol cu o schemă originală şi o întindere de minim o pagină cu cel puţin 70% text;

e) 9.000 ÷ 12.000 lei articole prelucrate după cele apărute în alte reviste, străine sau româneşti şi având întinderea de o pagină cu 70% text;

f) 9.000 ÷ 12.000 lei articol de informare tehnică cu întinderea de o pagină.

Aşteptăm scrisorile dvs. pe adresa: **Bucureşti, căsuţa poştală 5-51.** Eventual, menţionaţi şi un număr de telefon la care puteţi fi contactaţi. Materialele sosite la redacţie şi care nu întrunesc condiţiile de publicare nu se returnează autorului.

ATENŢIE

Editura ELECTRONISTUL vă pune la dispoziţie spaţiu publicitar în cadrul revistei şi vă asigură realizarea de cărţi tehnice, prospecte, materiale de reclamă, cataloage, manuale de utilizare pentru produsele dumneavoastră. Realizarea acestora include traducerea în româneşte sau în orice altă limbă străină, tehnoredactare, tipărire şi distribuire.

Aşteptăm oferte la CP 5-51 Bucureşti.

Conform reglementărilor în vigoare este necesar acordul editurii "Electronistul" dacă materialele cuprinse în revistă sunt preluate pentru republicare în cărţi, reviste, almanahuri, agende, etc., sau realizarea de subansamble, dispozitive sau produse destinate a fi comercializate în vederea obţinerii de beneficii.

COLEGIUL DE REDACŢIE

- Andrian Nicolae (redactor-şef)
- Gabriel Herţoiu, Radu Minciunescu, Petre Nicolae, Stan Sergiu, Simion Stanciu (redactori principali de rubrică)
- Adrian Dumitru (grafică, design, reclamă)
- Cănănău Voiţă Corneliu (editare, procesare desene şi tehnoredactare)
- Stan Sergiu (director)

electronistul®

STEREOFONIA

şef lucrări inginer Poşa Constantin - preparator inginer Munteanu Radu-Gabriel

1 Necesitatea transmisiei stereofonice

Transmiterea sunetului prin intermediul unei instalaţii stereofonice oferă posibilitatea de a repera sursa sonoră aparentă din aceeaşi direcţie din care s-ar fi auzit în cazul unei audiţii directe. Corelarea între sursa reală de sunet şi imaginea sa, obţinută pe cale electroacustică, este posibilă numai dacă sunt reproduse principalele mărimi care condiţionează perceperea direcţiei în cazul auzului cu ambele urechi (binaural).

La un om cu auzul normal, la audiţia binaurală, sunetul acţionează separat şi diferit asupra celor două urechi, care transmit semnalul simultan şi independent la centrii auditivi din creier unde se formează senzaţia auditivă. Cei mai importanţi parametri care diferenţiază percepţiile la cele două urechi sunt:

1. diferenţa de timp Δt;
2. diferenţa de intensitate ΔI;
3. diferenţa de compoziţie spectrală ΔC.

Să le analizăm pe rând.

1. Dacă o sursă sonoră se găseşte în afara planului de simetrie al capului, urechea care se află în direcţia opusă sursei recepţionează undele acustice cu un anumit decalaj în timp Δt, datorită diferenţei de drum Δl, după cum se poate observa în fig. 1. Acest decalaj în timp depinde de unghiul de incidenţă al sunetului în raport cu axa de simetrie a capului, Δi (în figură proiecţia planului de simetrie). Valoarea maximă a decalajului temporal are loc pentru sursele plasate lateral, deci pentru $\theta i=90^\circ$, după cum se poate observa în graficul din fig. 2.

Deoarece urechea umană nu poate percepe diferenţe de timp oricât de mici, nu vor fi percepute nici deviaţiile unghiulare ale direcţiilor surselor de sunet corespunzătoare acestor decalaje mici. Pentru sursele plasate în faţa ascultătorului deviaţia unghiulară minimă perceptibilă ($\Delta\theta i$) este de 2° - 3°, iar pentru cele plasate lateral aceasta poate ajunge la 12 - 18°. Aceste decalaje unghiulare corespund unei sensibilităţi a urechii la decalaje temporale minime de 0,03ms.

Pe măsură ce frecvenţa sunetului creşte, intervalele de timp între sosirile frontului undei sunt mai mici, mai greu de interpretat şi deci localizarea direcţiei mai dificilă. Se consideră că pe baza diferenţei de timp nu se poate localiza cu precizie direcţia sursei decât pentru surse ale căror frecvenţe sunt mai mici de 800Hz.

2. Diferenţa de nivel de intensitate a undelor acustice ajunse la cele două urechi depinde de poziţia sursei sonore faţă de planul de simetrie al capului prin atenuarea undelor în timpul propagării pe drumuri de lungimi diferite şi datorită fenomenului de difracţie produsă de cutia craniană. Această slăbire a intensităţii sunetului ajuns la urechea mai îndepărtată de sursă nu mai este sesizabilă pentru frecvenţe mai mici de 3000Hz datorită atenuării mai reduse a acestora în aer şi datorită dispariţiei fenomenului de difracţie, dimensiunile capului devenind mici în raport cu lungimea de undă. La frecvenţe înalte diferenţele nivelului de intensitate sonoră la cele două urechi pot fi de ordinul 20 - 30 dB.

Diferenţa de nivel de intensitate acustică nu este liniară decât până la unghiuri de 30° şi depinde de frecvenţă.

Deviaţia minimă perceptibilă ($\Delta\theta i$)este de aproximativ 1° pentru o sursă sonoră aşezată în planul median ($\theta i=0^\circ$)şi emiţând un sunet cu o frecvenţă cuprins între 500 şi 1000Hz. Pe măsură ce azimutul creşte, $\Delta\theta i$ creşte foarte repede, pentru cazul limită $\theta i=90^\circ$ devenind nedeterminat.

Menţinând unghiul azimutal θi constant şi mărind frecvenţa se constată că atunci când aceasta depăşeşte 100Hz, valoarea lui $\Delta\theta i$ creşte în mod rapid, atingând un maxim în

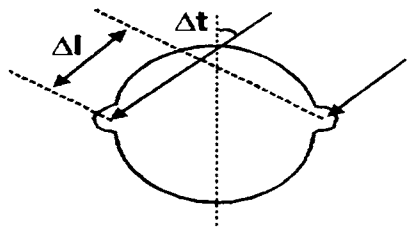


Fig. 1

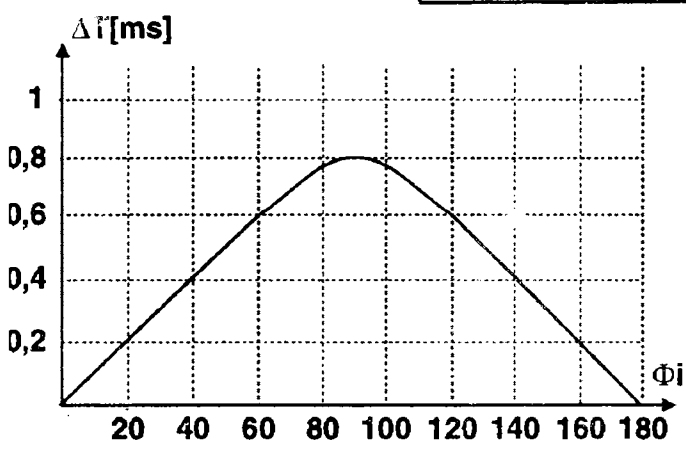


Fig. 2

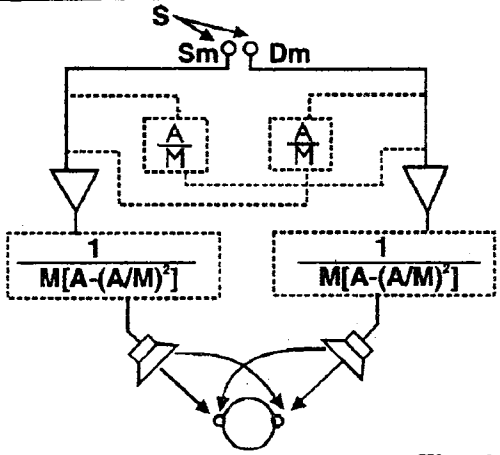


Fig. 3

vecinătatea frecvenţei de 300Hz şi apoi scăzând din nou şi având iar un maxim aproape de 8000Hz.

3. În cazul unor sunete cu o bogată compoziţie spectrală, în timpul propagării, ca urmare a schimbării poziţiei sursei de sunet, se produc schimbări ale fazelor şi amplitudinilor componentelor spectrale. Apar deci deformări în structura spectrului transmis, care se traduc prin alterări ale timbrului. Şi acest fenomen este sesizabil mai mult pentru frecvenţele înalte (peste 10kHz).

Deci la frecvenţe inferioare lui 1000Hz perceperea direcţiei se bazează pe diferenţele de timp, iar în domeniul frecvenţelor înalte, hotărâtoare sunt diferenţele de nivel de intensitate. În concluzie, funcţie de poziţia sursei de sunnet, funcţiile de transfer ale transmisiei între sursă şi urechea stângă, Sm, respectiv dreaptă, Dm, sunt diferite.

Stereofonia îşi propune să permită unui ascultător de a regăsi la redare aceeaşi localizare auditivă a sursei de sunet.

În fig. 3 este reprezentat schematic principiul transmisiei stereofonice. La captarea sunetului se substituie ascultătorul cu un cap artificial (modelul unui cap uman de dimensiuni medii pe care sunt montate două microfoane la nivelul urechilor), care furnizează semnalele stânga şi dreapta. Funcţiile de transfer ale capului artificial Sm şi Dm trebuie să fie identice în modul şi fază cu Sa şi Da. În realitate ele diferă, deoarece la redare, la cele două urechi ale ascultătorului ajung semnalele atât de la difuzorul din stânga cât şi de la difuzorul din dreapta.

Pentru simplificare se admit condiţiile de câmp liber. Aceasta se justifică, pe de o parte, pentru că de cele mai multe ori condiţiile de ascultare sunt apropiate de acestea, iar pe de altă parte pentru că traiectul sursă de sunet - ascultător fără reflexii este determinant în localizarea auditivă.

La redare presupunem o simetrie stânga-dreapta perfectă, considerând difuzoarele şi ascultătorul formând un triunghi echilateral. Şi în aceste condiţii sunt necesare două funcţii de transfer:

M - care caracterizează transmisia între difuzor şi urechea de pe aceeaşi parte;

A - care caracterizează transmisia între un difuzor şi urechea de pe partea opusă.

Se consideră de asemenea traductoarele şi amplificatoarele ideale, adică nu deformează semnalul iniţial.

În aceste ipoteze, funcţiile de transfer Sr şi Dr între sursă şi urechea stângă, respectiv dreaptă (indicele r provine de la cuvântul redată, iar indicele m de la cuvântul microfon) a ascultătorului la redare sunt:

Sr=MSm+ADm
Dr=ASm+MDm
Ideal ar fi ca:
Sr=Sm=Sn
şi:
Dr=Dm=Dn

pentru ca ascultătorul să regăsească aceeaşi localizare auditivă. Acest lucru nu este posibil datorită termenilor de diafonie ADm şi MSm (nu pot să aud cu urechea stângă difuzorul din dreapta şi invers). De aceea localizarea redată este aproximativă şi limitată spaţial între difuzoare şi numai în plan orizontal.

S-au produs şi studiat diferite metode pentru a îmbunătăţi localizarea prin stereofonie. Una dintre acestea, propusă şi studiată de Atal şi Schroeder, constă în introducerea unei diafonii potrivite pe calea de transmisie în aşa fel încât să o compenseze pe cea intrinsecă a ascultării în câmp deschis. De asemenea semnalele sunt ponderate în aşa fel încât să se obţină:

Sr=Sm
şi:
Dr=Dm

(blocuri reprezentate punctat în fig. 3). Experienţa a demonstrat verificarea excelentă a procedeului. S-au putut verifica localizări nu numai în faţa ascultătorului, ci în tot spaţiul. Metoda nu este însă utilizată practic datorită complexităţii sale şi în special datorită faptului că funcţiile de transfer M şi A trebuie cunoscute în prealabil (înaintea proiectării sistemului).

2. Sisteme de microfoane stereofonice

Metoda de captare este mult influenţată, în afară de posibilităţile tehnice şi de cerinţele de bună audibilitate, de către condiţiile impuse de compatibilitate. Compatibilitatea este o restricţie impusă pentru ca discurile stereofonice să poată fi ascultate

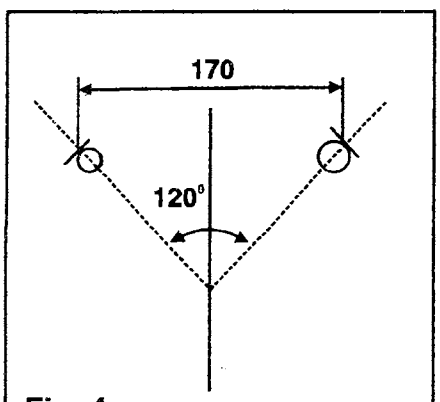


Fig. 4

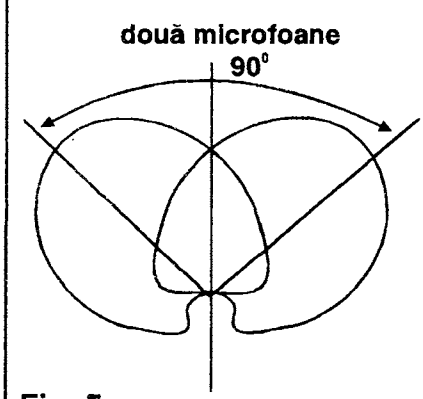


Fig. 5

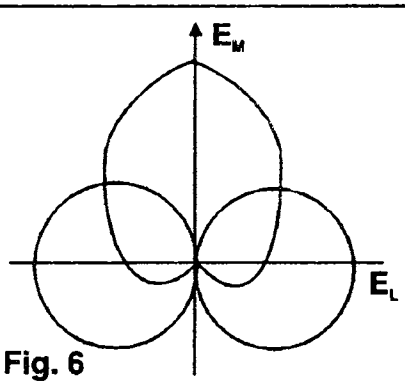


Fig. 6

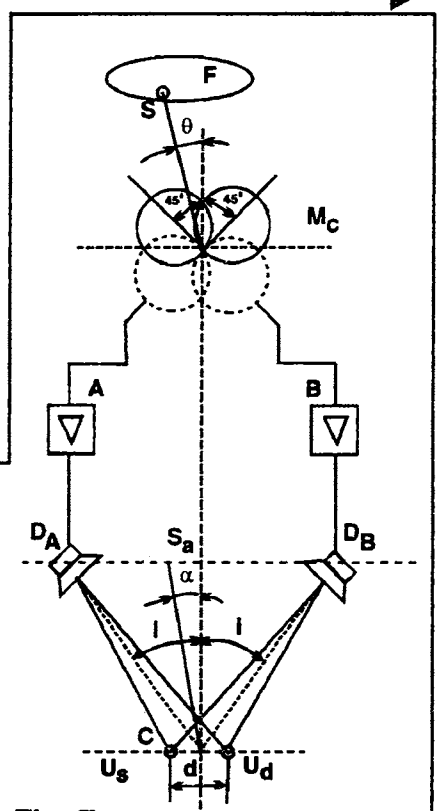


Fig. 7

AMPLIFICATOR AUDIO DE 70W CU STK-086

Ing. Şerban Nalcu

Fig. 1

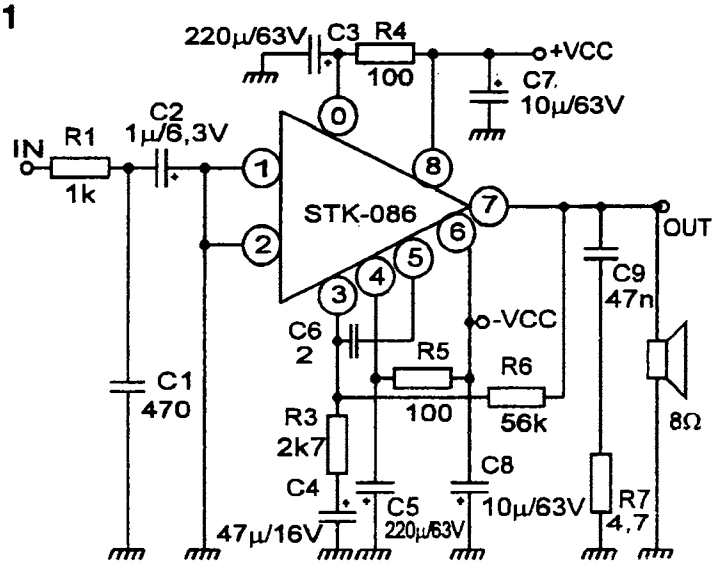


Fig. 2

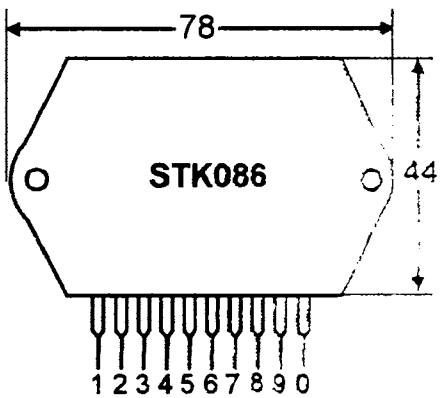
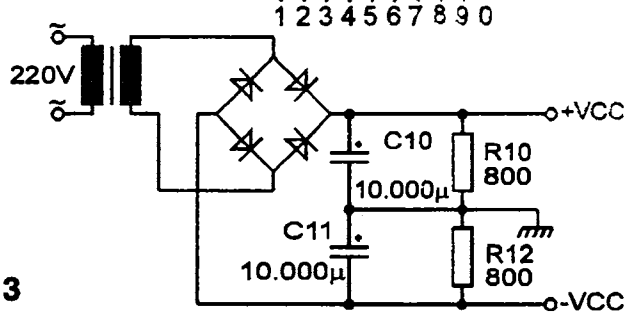


Fig. 3



Schema amplificatorului este dată în fig. 1. Acesta utilizează, în principal un circuit integrat hibrid de tip STK-086. Capsula şi configuraţia pinilor acestuia sunt date în fig. 2.

Tensiunea de alimentare este V_{cc}=42V. Se poate utiliza o schemă de alimentator diferenţial simplu, ca cel din fig. 3. Puterea total de ieşire este de 70W pe o sarcină (difuzor) de 8Ω.

Cu o execuţie îngrijită cablajul va avea dimensiuni foarte reduse (50 x 45mm), fiind prezentat în fig. 4a - partea plantată. ♦

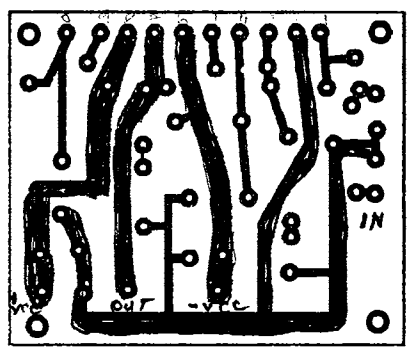
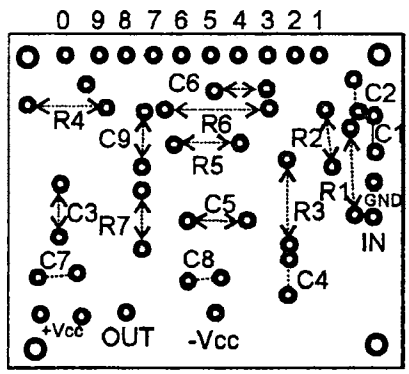


Fig. 4a

Fig. 4b



şi pe electronografe obişnuite, iar emisiunile stereofonice să poată fi recepţionate şi pe radioreceptoare normale monofonice. Deşi compatibilitatea este numai o situaţie de tranziţie de la nişte principii tehnice în curs de părăsire la altele noi, mai bune, ea a dat naştere la multe dificultăţi tehnice. Astfel, deşi capul artificial este utilizat efectiv (fiind mai aproape de ideal), prezintă inconvenientul incompatibilităţii cu redarea monofonică. Modulaţia monofonică se obţine în general prin însumarea modulaţiilor stânga şi dreapta şi deci multe componente spectrale vor fi întărite (până la 6dB), iar altele reduse sau chiar suprimate prin interferenţă. De aceea se utilizează alte configuraţii. S-au stabilit două variante, respectiv procedeul care are la bază diferenţa de timp (de fază), cu microfoane decalate, AB, cu variantele AB apropiat şi AB îndepărtat, şi procedeul de intensitate, cu microfoane suprapuse, cu variantele simetric XY (cu varianta particulară XY stereosonic) şi asimetric MS.

(continuare în numărul viitor)

AMPLIFICATOR DE AUDIOFRECVENŢĂ DE 40W

ing. Emil Marian

(continuare din numărul trecut)

Modul de realizare a cablajului imprimat care interconectează tranzistoarele de putere T5, T6 şi componentele R12, R13, R14, C4 este prezentat în fig. 5. Se menţionează că sudurile şi amplasamentul componentelor menţionate anterior se realizează, după efectuarea legăturilor galvanice, prin şuruburile de prindere cu tranzistoarele T5 şi T6, direct pe partea de cablaj, lăsând între componente şi traseele de cablaj o distanţă de cca. 3mm. Plăcuţa de cablaj imprimat cu aceste componente se rigidizează în spatele radiatorului pe care se amplasează tranzistoarele T5 şi T6 chiar cu şuruburile de prindere ale acestora. Şuruburile se izolează faţă de radiator prin tuburi izolante (provenind de la un conductor mai gros care a fost dezizolat) şi şaibe izolante, ce vor îndeplini concomitent şi rolul de distanţori plăcuţă - radiator. Şuruburile de prindere constituie totodată legături galvanice între colectoarele tranzistoarelor T5 - T6 şi plăcuţa cu piese. Pentru izolarea galvanică între tranzistoarele T3, T4, T5, T6 şi radiatorul comun, se folosesc folii de mică de grosime 0,2 ÷ 0,3mm, umectate cu vaselină siliconică. Radiatorul pentru tranzistoarele prefinale şi finale se realizează dintr-un profil de aluminiu, similar cu cel prezentat în fig. 4. În lipsa acestuia, radiatorul se poate confecţiona din tablă de aluminiu de grosime 2 ÷ 2,5mm, cu o suprafaţă minimă de cca. 250mm^2. În acest caz însă, dimensiunile radiatorului vor fi mult mai mari. După montarea tranzistoarelor prefinale şi finale pe radiatorul comun, se montează plăcuţa cu componentele R12, R13, R14, C4 şi se rigidizează corespunzător. Folosind o tablă de aluminiu cu grosimea de 2mm, îndoită sub formă de L, se rigidizează partea verticală a radiatorul. Ulterior se montează plăcuţa cu componentele pe partea orizontală a L-ului, folosind distanţori izolaţi. Se realizează legăturile galvanice plăcuţă montaj - tranzistoare prefinale - plăcuţă componente ţinând cont de schema bloc şi notiţele suplimentare din fig. 3 şi fig. 5.

Fig. 4

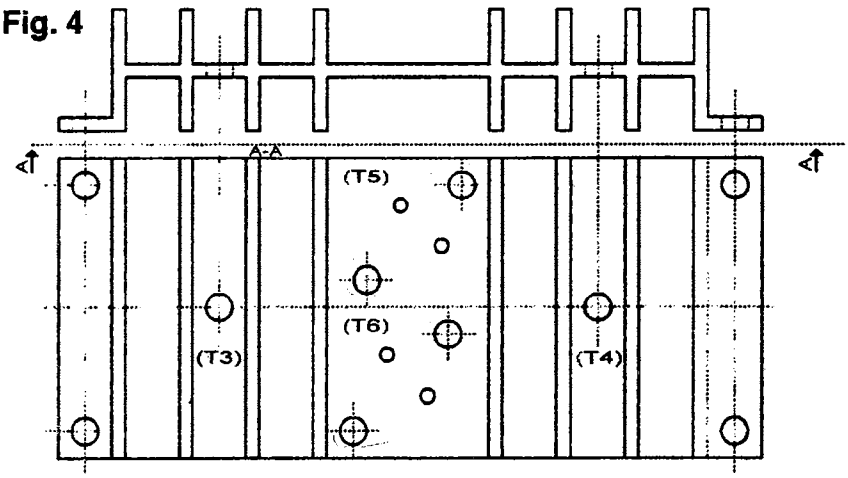
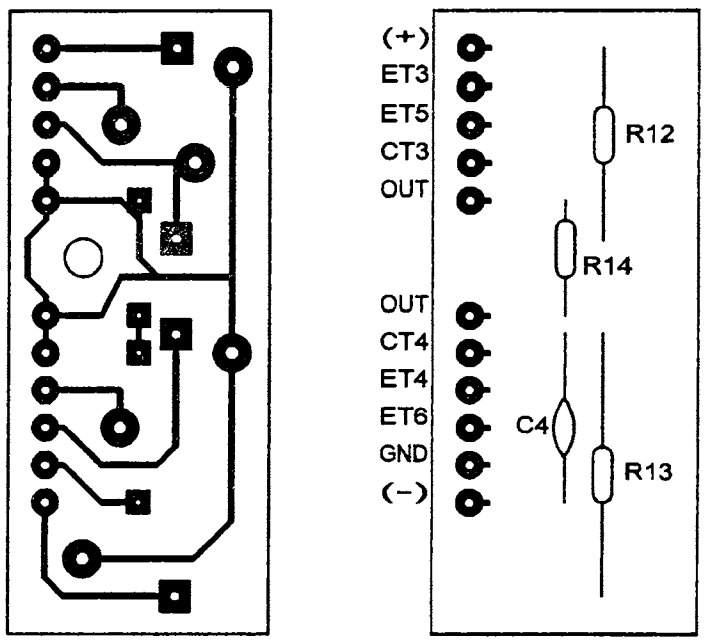


Fig. 5



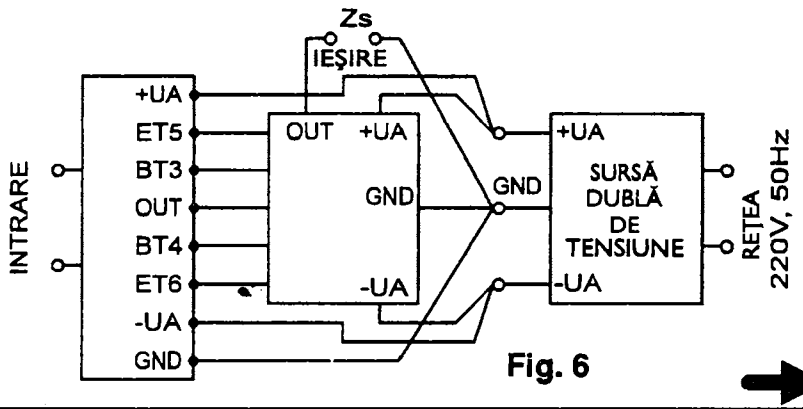


Fig. 6

CONTROLUL DIGITAL AL VOLUMULUI

student Iorga Nicolae-Emanuel

În prezent se pune accentul pe amplificarea cât mai fidelă a semnalului audio. Pe lângă utilizarea unor preamplificatoare şi amplificatoare de putere sub formă de circuite integrate de o înaltă fidelitate, se caută, pe cât posibil, eliminarea zgomotului de fond generat de către potenţiometre, în special cele destinate reglajului de volum. Pe lângă zgomotul de fond generat, potenţiometrele, după o anumită întrebuinţare ajung la o uzură acentuată fiind necesară înlocuirea acestora.

Pentru eliminarea neajunsurilor generate de utilizarea potenţiometrelor la reglajul volumului, s-a recurs la utilizarea circuitelor de reglaj digital al volumului, prin folosirea circuitelor integrate logice.

Asemenea scheme au mai fost prezentate în diferite publicaţii, însă principalul lor dezavantaj este numărul redus de trepte de reglaj (16), ceea ce le face inutilizabile la puteri mai mari de 15W.

Schema prezentată în lucrarea de faţă elimină acest neajuns având 256 de trepte de reglaj (2^8 combinaţii), putând fi utilizată chiar şi la puteri de 150W, 175W.

Prin utilizarea circuitelor integrate în tehnologie CMOS s-au redus la minim zgomotul de fond, aproape insesizabil, precum şi distorsiunile armonice. De asemenea, circuitele CMOS au un consum redus de curent, precum şi imunitate la perturbaţiile inductive dintre traseele circuitului imprimat.

Schema circuitului de control digital al volumului este prezentată în fig. 1 şi se compune din următoarele blocuri funcţionale:

1.° blocul de reglaj
2.° blocul de comandă
3.° blocul de afişare
4.° blocul de alimentare

I Prezentare generală şi funcţionare

1.° **Blocul de reglaj**

Acest bloc conţine circuitele integrate CI1, CI2, CI3, CI4 şi CI6 precum şi rezistoarele R1 ÷ R16. Reglajul se realizează cu ajutorul a 8 rezistoare ponderate conectate în serie. În paralel cu fiecare rezistor este conectată o poartă de transmisie. Reglajul constă în scurtcircuitarea sau nu a rezistoarelor de către porţile de transmisie.

În fig.. 2 este prezentată mai detaliat funcţionarea schemei. Pentru ilustrarea funcţionării s-a luat ca exemplu cazul primelor 4 rezistoare (R1 ÷ R4), pentru întreaga reţea R1 ÷ R8 funcţionarea fiind aceeaşi, numai că în acest caz apar 256 combinaţii. În tabelul de sub schemă (fig. 2) este indicată variaţia rezistenţei totale în funcţie de codul zecimal codificat binar natural, generat de numărătorul binar (MMC 40193) şi aplicat porţilor de transmisie. Astfel, prin aplicarea unei stări 1 logic unei porţi de transmisie, aceasta se deschide scurtcircuitând rezistorul cu care aceasta este conectată în paralel, iar prin aplicarea unei stări 0 logic poarta se blochează, semnalul circulând prin rezistorul conenctat în paralel. Când pe toate intrările de control ale porţilor de transmisie este prezentă starea 0 logic, rezistenţa totală este maximă, aceasta scăzând la zero când pe toate intrările de control este prezentă starea 1 logic.

Reţeaua de rezistoare este ponderată astfel: R1 → R; R2 → 2R; R3 → 4R; R4 → 8R; R5 → 16R; R6 → 32R; R7 → 64R; R8 → 128R. Datorită faptului că unele rezistoare ponderate nu au valori ponderate s-a recurs, unde este necesar, la înserierea a maxim două rezistoare cu valori standardizate, după cum este indicat în tabelul din fig. 3. Se pot alege şi alte combinaţii decât cele prezentate, acestea nefiind unicele. S-a ales ca valoare de bază pentru rezistoare cea de 12kΩ (R=12kΩ), astfel încât valoarea totală maximă a rezistenţei să determine un semnal de intrare în amplificatorul de putere de valoare nulă. În cazul în care la valoarea maximă a reţelei rezistive semnalul prezent la intrarea amplificatorului de putere nu este nul, s-a prevăzut între ieşirea din preamplificator şi masă un rezistor de limitare a curentului, aşa cum este indicat în fig. 5. Cu Z_{out} s-a notat impedanţa de ieşire a preamplificatorului, cu Rr rezistenţa rezistorului de limitare a curentului Rl. Tot în fig. 5 se dă şi formula de calcul a rezistenţei Rl. Această modificare nu influenţează puterea amplificată, întrucât micşorează intensitatea curentului de la ieşirea preamplificatorului şi nu tensiunea semnalului.

(continuare în numărul viitor)

Obligatoriu pentru traseele U_{A+}, U_{A-}, GND se utilizează la realizarea conexiunilor conductoare din cupru multifilar (liţat) ϕ=1,5mm, iar pentru celelalte conexiuni conductoare din cupru multifilar izolat ϕ=0,75mm. Siguranţa fuzibilă F1 este prevăzută cu un suport ce se montează în apropierea mufei de ieşire a amplificatorului. După realizarea conexiunilor, se verifică montajul (utilizând schema electrică şi desenele de montaj) deoarece orice greşeală duce la cel puţin nefuncţionarea acestuia.

Se ştrapează (conectează la masă) intrarea montajului, după care acesta se alimentează de la o sursă dublă de tensiune continuă U_A=±20V. Sursa de alimentare va fi prevăzută cu condensatoare de filtraj de minim 3300μF pe fiecare ramură şi totodată va fi dotată cu sistem CLIPPING de protecţie de unde la supratensiune (diode ZENNER amplasate pe fiecare ramură, în paralel cu condensatoarele neelectrolitice, cu C_f=0,1μF şi PL24Z). Diodele ZENNER rămân blocate în timpul alimentării normale cu tensiune a montajului, scurtcircuitând însă eventualele unde de supratensiune de scurtă durată ce ar putea apărea accidental pe ramurile de alimentare ale sursei.

Reglajele constau în verificarea potenţialului ieşirii (0 faţă de masa montajului) după care se reglează curentul de mers în gol I_0=40mA prin acţionarea cursorului potenţiometrului semireglabil R9. Dacă montajul este construit în varianta stereo, reglajele sus menţionate se realizează separat pentru cele două canale informaţionale L şi R.

Realizat şi montat, amplificatorul va oferi satisfacţie deplină constructorului, posesor al unui montaj încadrabil în categoria HI-FI. ♦

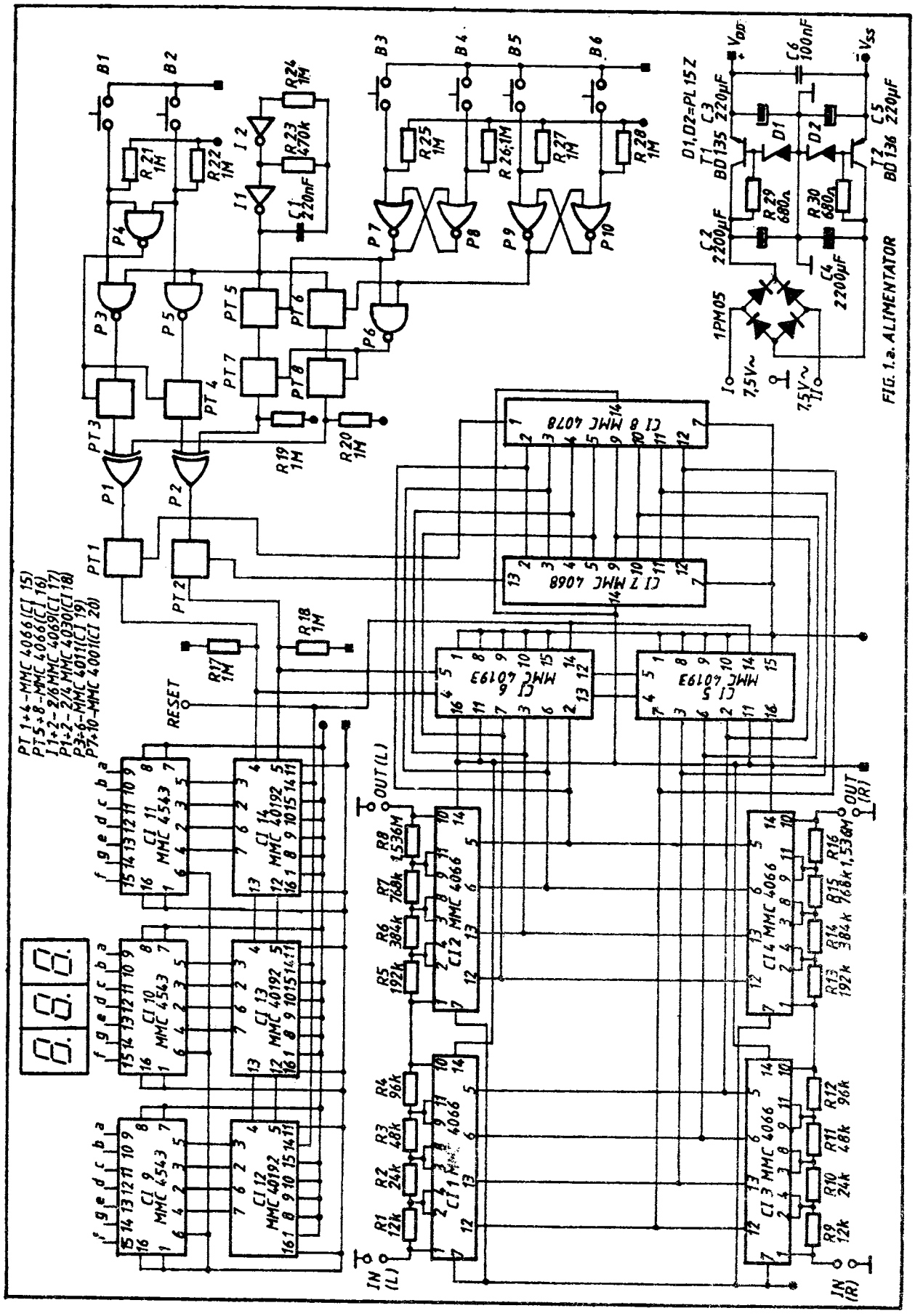

PT 1÷4-MMC 4066(CI 15)
PT 5÷8-MMC 4066(CI 16)
I1÷2-2/6 MMC 4069(CI 17)
P1÷2-2/4 MMC 4030(CI 18)
P3÷6-MMC 4011(CI 19)
P7÷10-MMC 4001(CI 20)
RESET
IN (L)
IN (R)
OUT (L)
OUT (R)
1PM05
7,5V~
D1,D2=PL 15Z
T1 BD135
T2 BD136
FIG. 1.a. ALIMENTATOR

Fig. 1

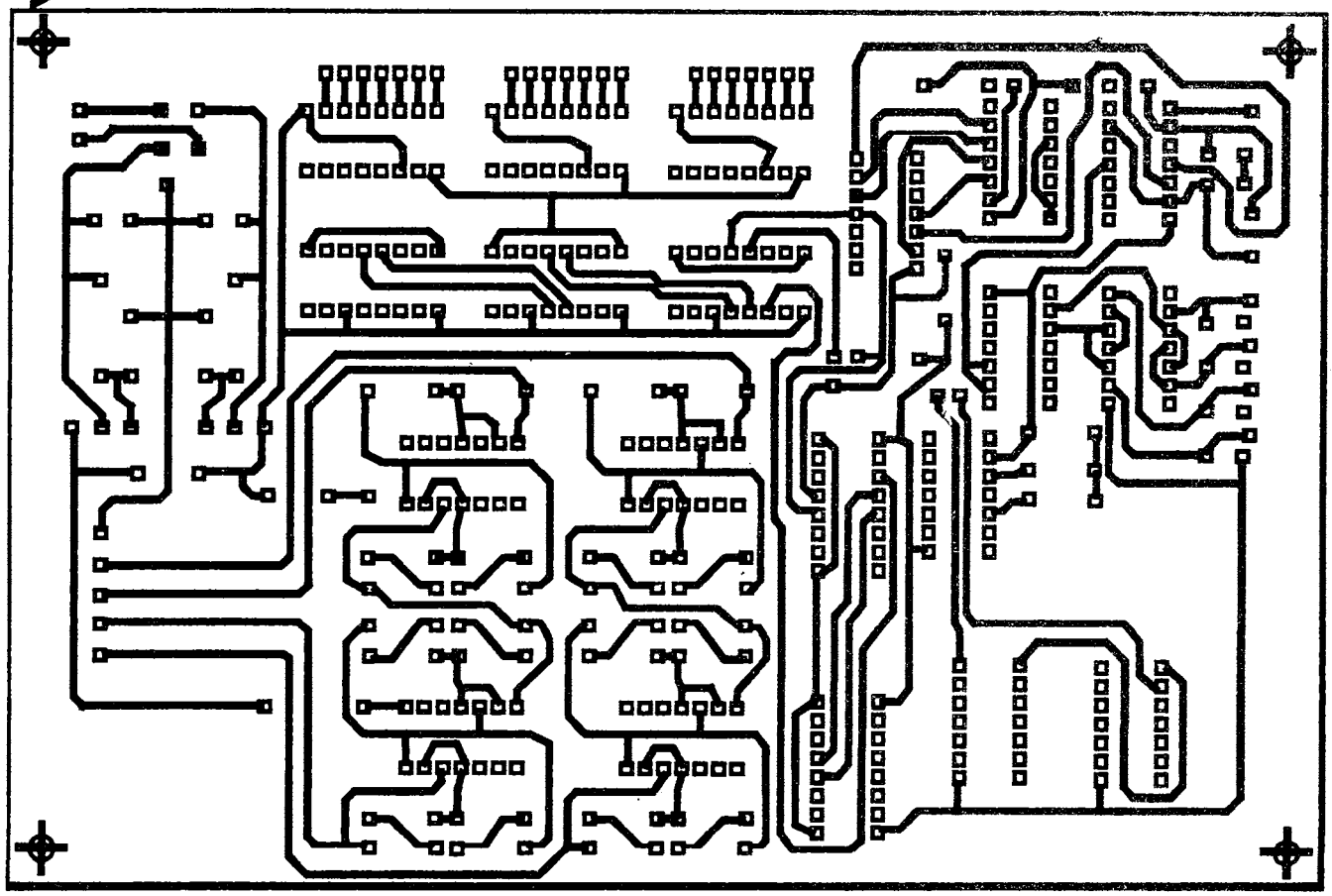


Fig. 1.1.

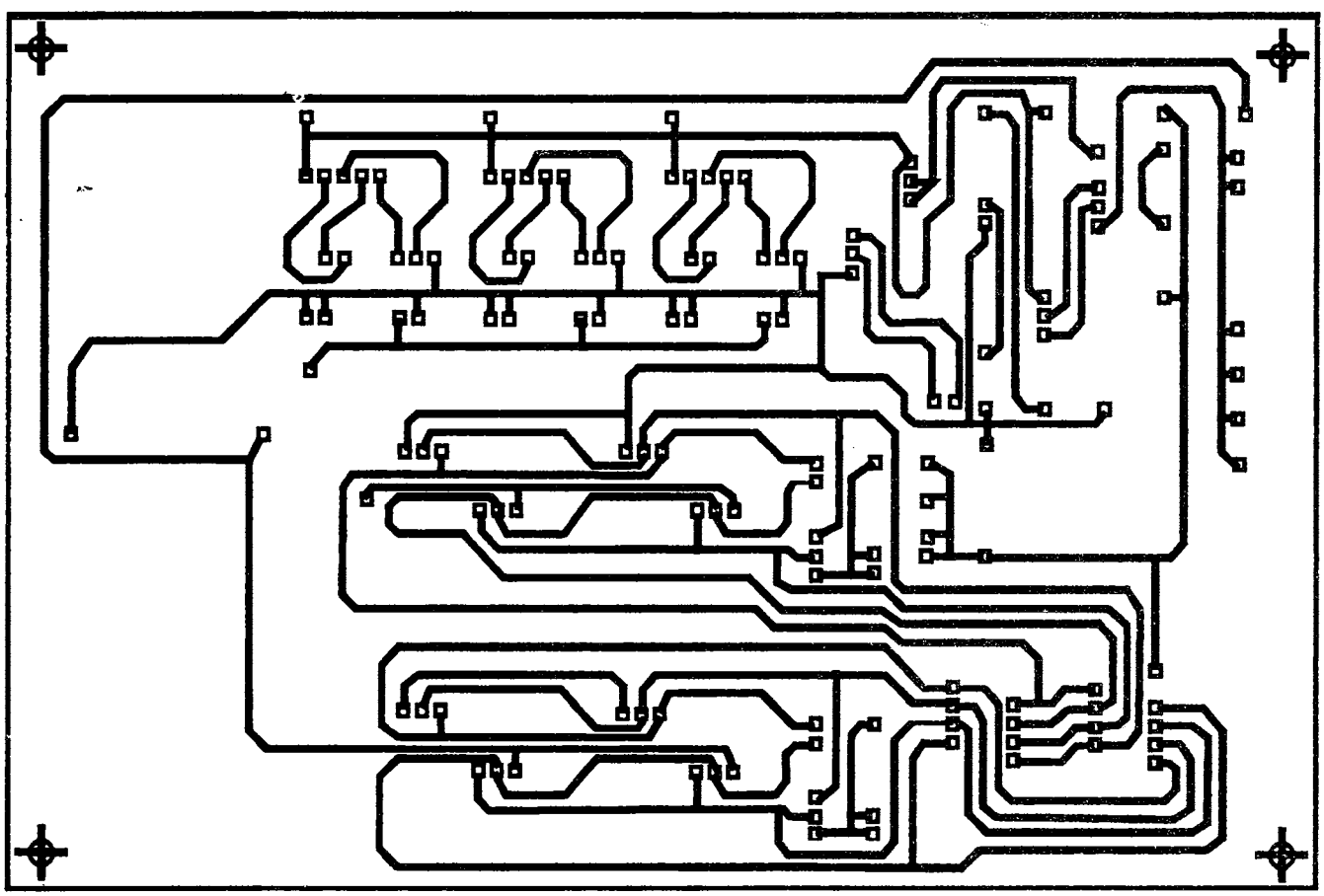


Fig. 1.2.

PROIECTAREA ELEMENTELOR DE LINIE MICROSTRIP

dr. ing. Andrei Ciontu

În proiectarea oricăror circuite de microunde în tehnică microstrip (filtre, mixere, amplificatoare, cuploare direcţionale, antene etc.), elementul de bază îl constituie tronsonul de linie microstrip (fig. 1). Datorită substratului dielectric, viteza de propagare (v) a fazei semnalului pe linie este mai mică decât în aer:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon ef}} \quad (1)$$

în care permitivitatea eficace ε_{ef} este mai mică decât ε_r, datorită faptului că liniile câmpului electric de microunde se închid parţial prin aer şi parţial prin dielectric. Rezultă că, invers ca la ghidurile de undă, lungimea de undă pe linie (λ_m) este mai mică decât în aer (λ_0).

$$\lambda m = \frac{v}{f} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon ef}} \cdot \frac{c}{f} = \frac{\lambda o}{\sqrt{\varepsilon ef}} \quad (2)$$

Câtul $1/\sqrt{\varepsilon ef}$ se mai numeşte, din această cauză, factor de scurtare şi acest factor reprezintă avantajul esenţial al circuitelor microstrip: dimensiunile fizice ale circuitelor microstrip cu substrat dielectric sunt mai mici decât ale circuitelor clasice (linii bifilare, coaxiale cu ghiduri etc.) care au ca dielectric aerul.

Atât ε_{ef} cât şi impedanţa caracteristică (Z_m) a unei linii microstrip depind de raportul W/h. Sinteza (proiectarea) unei linii microstrip constă în aceea că fiind dat substratul dielectric dublu placat (adică h, ε_r, cu condiţia t≤0,005h), se cere să se determine lăţimea W a liniei microstrip pentru ca aceasta să aibă impedanţa caracteristică impusă Z_m.

Cercetătorii H.A. Wheeler, în 1964, şi I.V. Schneider, în 1969, au stabilit relaţii de analiză a liniilor microstrip. Acestea sunt:

pentru W/h≤1

$$Zm = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon ef}} \ln\left(8\frac{h}{W} + 0{,}25\frac{W}{h}\right) \quad (3)$$

$$\varepsilon ef = \frac{\varepsilon r+1}{1} + \frac{\varepsilon r-1}{2}\left[\frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}} + 0{,}04\left(1-\frac{w}{h}\right)^2\right] \quad (4)$$

pentru W/h≥1:

$$Zm = \frac{120\pi/\sqrt{\varepsilon ef}}{\frac{w}{h} + 1{,}393 + 0{,}667\ln\left(\frac{W}{h} + 1{,}444\right)} \quad (5)$$

$$\varepsilon ef = \frac{\varepsilon r+1}{2} + \frac{\varepsilon r-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}} \quad (6)$$

Aceste formule sunt aplicabile pentru ε_r≤16 şi pentru un raport W/h între 20 şi 1/20. Erorile comise asupra impedanţei Z_m sunt ±1%. Aceste relaţii nu pot fi folosite decât cu greutate pentru sinteza liniilor microstrip. În 1975 E.O. Hammerstad a stabilit un set de relaţii de sinteză a liniilor microstrip care, în aceleaşi condiţii de mai sus, dau o precizie de 0,5%.

Pentru W/h≤2

$$\frac{W}{h} = \frac{e^A}{e^{2A}-2} \quad (7)$$

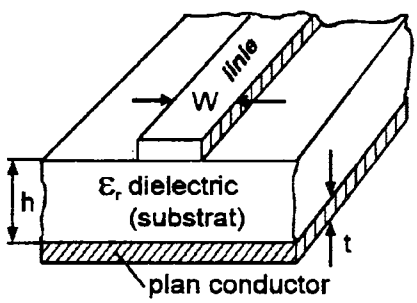
$$a = \frac{Zm}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon r+1}{2}} + \frac{\varepsilon r-1}{\varepsilon r+1}\left(0{,}23 + \frac{0{,}11}{\varepsilon r}\right) \quad (8)$$

pentru w/h≥2

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{B-1-\ln(2B-1) + \frac{\varepsilon r-1}{2\varepsilon r}\left[\ln(B-1)+0{,}39-\frac{0{,}61}{\varepsilon r}\right]\right\} \quad (9)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Zm\sqrt{\varepsilon r}}$$

Fig. 1



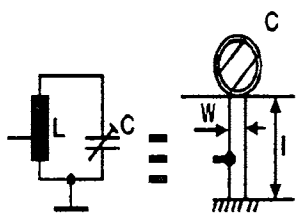


Fig. 2

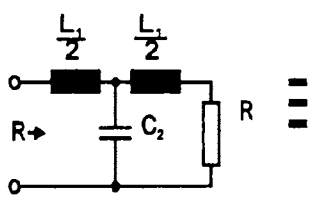


Fig. 3a

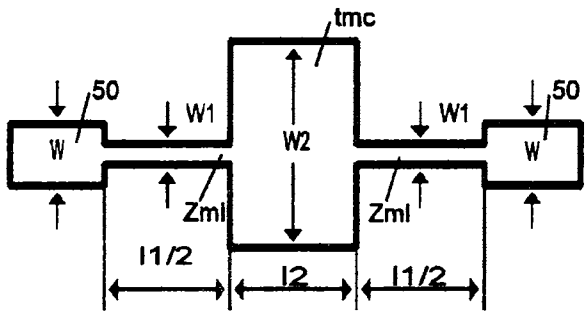


Fig. 3b

MONTURĂ PENTRU REFLECTOR DE ANTENĂ SATELIT

Gribincea Ştefan Doru

Montura din figură este proiectată special pentru reflector de satelit de tip offset. Se poate folosi cu succes şi pentru reflector de tip parabolă. Asigură precizie mare de reglaje iar efortul pentru deplasare este minim, graţie contragreutăţii cu care se face echilibrarea.

De asemenea este uşoară, exceptând contragreutatea care se montează la urmă, putând fi manipulată şi aşezată pe pilon de un singur om.

Este adevărat că realizarea practică este dificilă, ţinând cont de diversitatea operaţiilor incluse (strunjire, frezare, sudură, găurire) dar se poate realiza într-un atelier privat, service auto dotat cu utilaje, atelier de întreţinere, etc., mai uşor decât alte tipuri de monturi cunoscute şi realizate prin componente turnate de precizie.

Reglarea, de asemenea, este uşoară şi rapidă; sudul se realizează prin rotirea întregului sistem pe pilon şi apoi se fixează prin cele 6 şuruburi ce se filetează în piuliţele sudate pe ţeava suportului de susţinere; unghiul de ≈45° se reglează din şurubul de la poziţia 17 (vezi desenul de ansamblu), iar cel de-al doilea unghi se reglează funcţie de tipul reflectorului: mai mare pentru reflector de tip offset şi mai mic pentru reflector de tip parabolă (după cum este figurat în desenul de ansamblu).

Lipseşte din desenul de ansamblu piesa intermediară ce face posibilă prinderea reflectorului de montură.

Pentru reflector de tip offset se realizează o ramă din cornier 20×20 conform figurii de detaliu No. 23 iar pentru reflector de tip parabolă este şi mai simplu, fiind necesară doar o tablă de Al., de preferat de 2÷3mm grosime, sau metal în care se practică 4 găuri ϕ12mm pentru prinderea de montură şi încă 4 găuri pentru fixarea parabolei de placă.

Montura are prevăzute două bride pentru racordarea actuatorului. În lipsa actuatorului se poate realiza din fier beton ϕ6÷8mm un dispozitiv de fixare, reglabil manual, în genul sugerat în figura de detaliu No. 24. Canalul va fi la dimensiunea şurubului de rigidizare al bridelor. ♦

TABEL 1

Zm	aer ε_r=1		polistiren ε_r=2,55		epoxi ε_r=4,25		alumină ε_r=3,6	
(Ω)	$\sqrt{\varepsilon ref}$	W/h	$\sqrt{\varepsilon ref}$	W/h	$\sqrt{\varepsilon ref}$	W/h	$\sqrt{\varepsilon ref}$	W/h
5	1	71,285	1,569	44,262	2,005	33,965	2,960	22,071
10	1	34,029	1,547	20,962	1,963	15,951	2,865	10,147
15	1	21,723	1,529	13,274	1,929	10,016	2,795	6,235
20	1	15,626	1,513	9,468	1,901	7,083	2,740	4,308
25	1	12,001	1,500	7,208	1,878	5,343	2,696	3,170
30	1	9,606	1,488	5,716	1,858	4,197	2,658	2,424
35	1	7,912	1,478	4,662	1,841	3,388	2,650	1,891
40	1	6,653	1,469	3,880	1,825	2,788	2,605	1,512
45	1	5,684	1,461	3,278	1,811	2,327	2,572	1,222
50	1	4,916	1,453	2,801	1,815	1,962	2,547	0,995
55	1	4,294	1,446	2,416	1,795	1,671	2,528	0,813
60	1	3,781	1,440	2,038	1,780	1,433	2,511	0,667
65	1	3,351	1,442	1,838	1,768	1,234	2,497	0,548
70	1	2,987	1,433	1,614	1,758	1,067	2,484	0,451
75	1	2,675	1,426	1,423	1,749	0,925	2,472	0,372
80	1	2,405	1,420	1,259	1,742	0,803	2,462	0,306
85	1	2,169	1,415	1,116	1,735	0,698	2,452	0,253
90	1	1,982	1,410	0,971	1,730	0,608	2,443	0,208
95	1	1,713	1,406	0,882	1,724	0,530	2,435	0,172
100	1	1,627	1,403	0,785	1,719	0,462	2,427	0,142
105	1	1,480	1,400	0,700	1,715	0,403	2,420	0,117
110	1	1,348	1,397	0,625	1,711	0,352	2,413	0,097
115	1	1,230	1,394	0,558	1,707	0,307	2,407	0,080
120	1	1,124	1,392	0,498	1,703	0,268	2,402	0,065

Pentru întocmirea unui tabel util în proiectarea liniilor microstrip a trebuit întocmit şi rulat pe un calculator un program "LINIA MICROSTRIP", în următoarele condiţii:

Numărul şi tipul dielectricilor:

1. aer ε_r=1
2. polistiren sau teflon ε_r=2,55
3. sticlotextolit (epoxi) ε_r=4,25
4. alumină ε_r=9,6

Pentru impedanţa caracteristică variind între 1 şi 120Ω din Ω în Ω (pas ΔZ_m=1Ω), s-au calculat şi tabelat:

— raportul W/h;

— constanta dielectrică eficace ε_{ef};

— $\sqrt{\varepsilon ef}$ *sau* $(\sqrt{\varepsilon ef})^{-1}$.

Pentru a arăta modul cum se poate folosi corect tabelul în realizarea constructivă a diferite circuite microstrip, vom considera două exemple.

Exemplul 1

Să calculeze un circuit de intrare (fig. 2) pentru un amplificator RF pentru canalul 57 TV (f_0=780MHz, frecvenţa centrală). Inductanţa va fi microstrip cu aer. Acordul se face cu un condensator trimer 26pF.

Deoarece ε_r=1:

$$\lambda o = \lambda m = \frac{300}{780} = 38{,}46cm$$

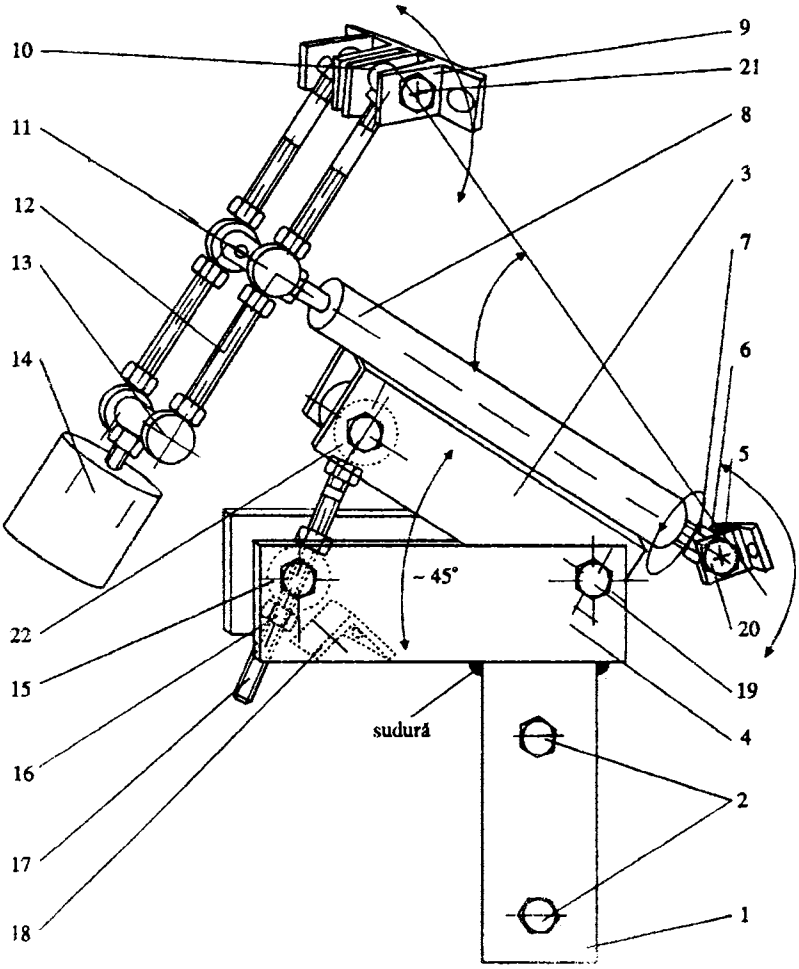
Cea mai simplă inductanţă microstrip este segmentul cu lungimea:

$$l = \frac{\lambda m}{8} = 4{,}8cm$$

în scurtcircuit. Ea este dată de relaţia:

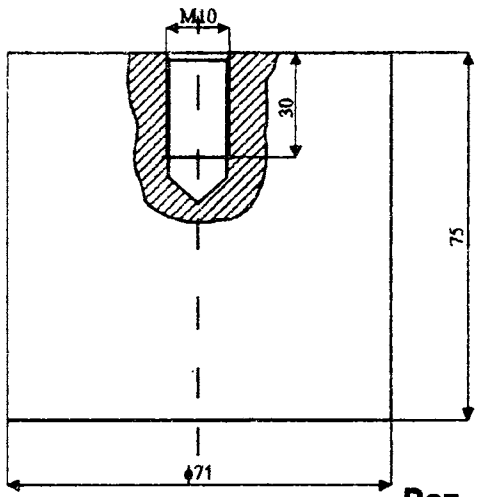
$w_0L=Z_m$

(continuare în numărul viitor)

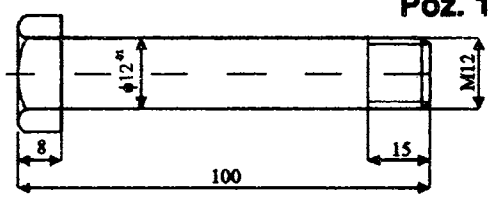


Vedere de ansamblu

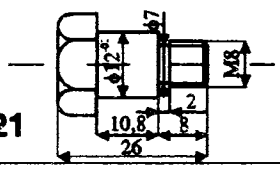
Poz.	Denumire	Buc.	Obs.
1	Picior susţinere ţeavă 3"x200	1	
2	Şuruburi fixare M12x45	6	Filet în piul. sudate pe poz.
3	Profil înclinabil U65x43x203	1	Se sudează pe poz. 1
4	Profil transv. U80x45x190	1	Articulat cu poz. 3
5	Suport oscilant	1	Prinde suportul parabolei
6	Articulaţie	1	2 şurub. hex 19+ax
7	Piuliţă asigurare	2	
8	Lagăr rotitor ϕ32x250 cu ax M10	1	Cu role
9	Suport oscilant	1	Prinde suportul parabolei
10	Articulaţie	2	Şuruburi + ax
11	Articulaţie intermediară	1	
12	Tije	2	
13	Traversă ϕ21x150	1	125 mm dist. între axe
14	Contragreutate	1	≈7Kg
15	Ax cu şuruburi ϕ29x67	1	
16	Piuliţă reglaj M14	2	
17	Ax reglaj la 45° M14x230	1	Filetat la ambele capete
18	Suport cornier 40x40x100	1	Pt. racordarea actuatorului
19	Articulaţie	1	Şurub piul. şaibă M10
20	Şurub special	1	
21	Şurub special	2	
22	Ax cu şuruburi ϕ29x47	1	



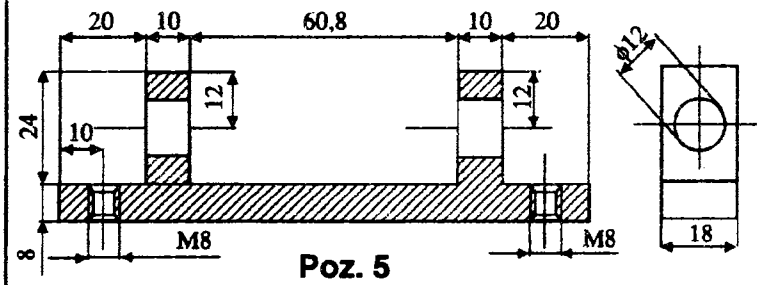
Poz. 14



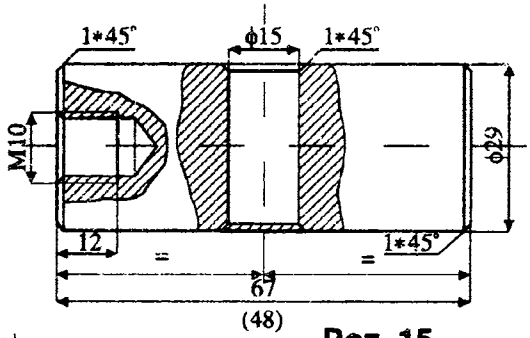
Poz. 20



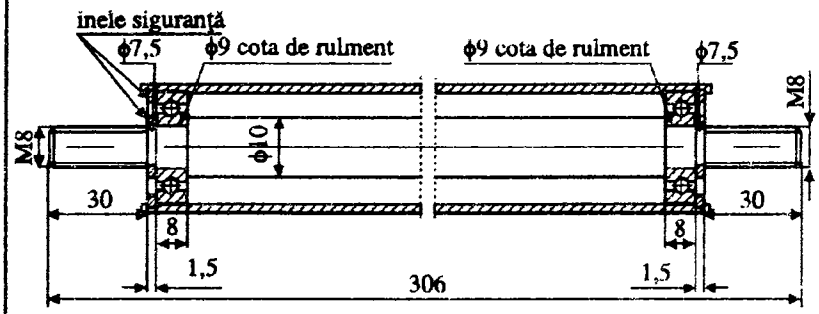
Poz. 21



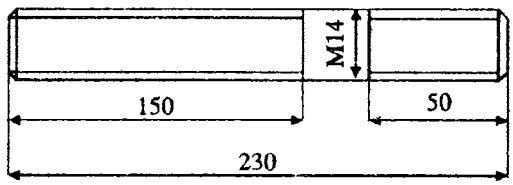
Poz. 5



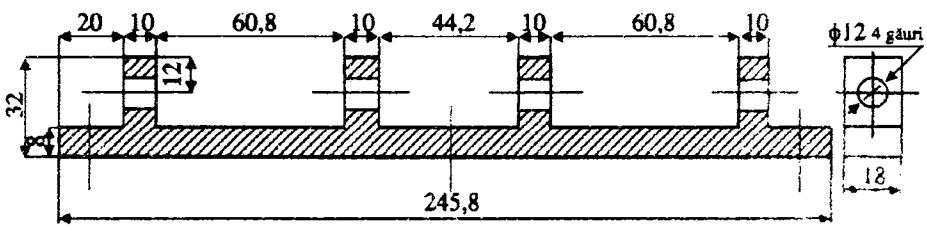
Poz. 15



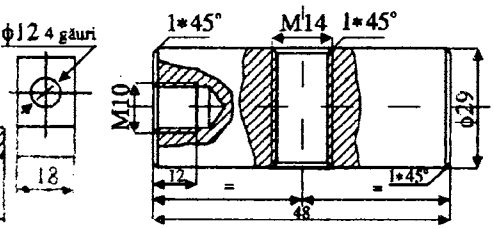
Poz. 8



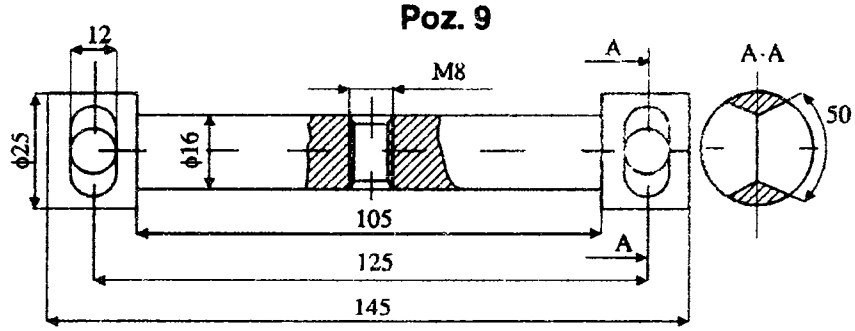
Poz. 17



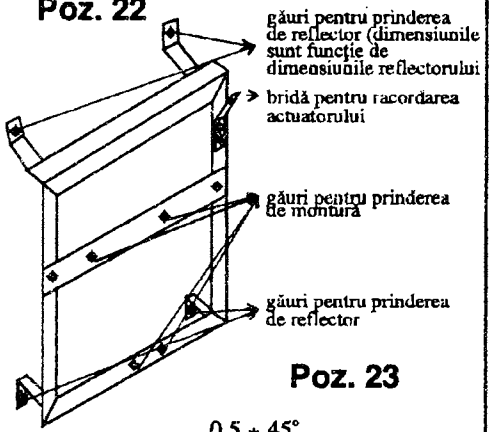
Poz. 9



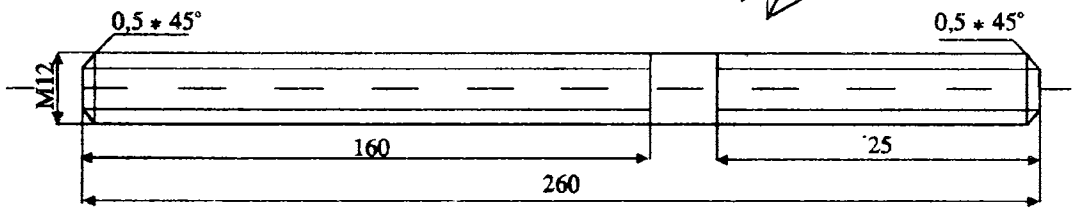
Poz. 22



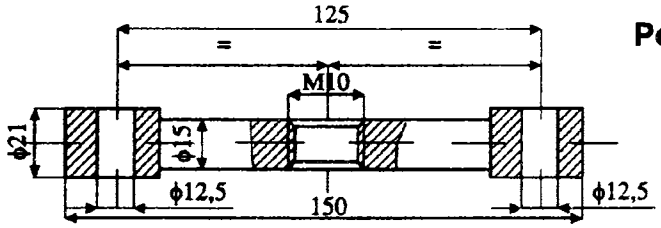
Poz. 11


găuri pentru prinderea de reflector (dimensiunile sunt funcție de dimensiunile reflectorului
bridă pentru racordarea actuatorului
găuri pentru prinderea de montură
găuri pentru prinderea de reflector

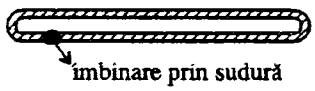
Poz. 23



Poz. 12



Poz 13



Poz. 24

SISTEME DE SUPRIMARE A SPOTULUI LA DECONECTAREA RECEPTOARELOR T.V. DE LA REŢEA

Ing. Şerban Naicu

(continuare din numărul trecut)

Acest mod de stingere a spotului prin accelerarea curentului de fascicul la receptorul portabil reprezintă o excepţie, deoarece, în general, televizoarele echipate cu semiconductoare în blocurile de baleiaj folosesc celălalt procedeu de stingere şi anume blocarea curentului de fascicul.

O altă posibilitate de blocare a curentului de fascicul pentru suprimarea petei luminoase la oprire constă în menţinerea unei tensiuni pozitive pe grila 2 (de accelerare sau ecran) pe care o oferă televizoarele cu tuburi, de tip VENUS-MIRAJ. Schema de principiu este dată în figura 5.

Procedeul constă în menţinerea după deconectare a unui potenţial pozitiv ridicat pe C335 (care anterior opririi s-a încărcat prin R357 de la tensiunea de +450V provenită de la tensiunea recuperată de +840V). Acest lucru se realizează prin valoarea mare a constantei de timp t=R357xC335. Acest potenţial pozitiv se va aplica pe grila eran a T.C. determinând creşterea curentului de fascicul.

Acest procedeu se utilizează în special în T.V. cu tuburi unde tensiunea aplicată pe G2 provine din tensiunea recuperată.

Receptoarele T.V. hibride, de tip H2 (OLIMP, DIANA, SATURN, ELECTRA, ASTRONAUT) prezintă schema circuitului de stingere a punctului vizibilă în figura 6. Condensatorul C200 are rolul de a asigura stingerea punctului luminos din centrul ecranului la deconectarea T.V. prin menţinerea unui potenţial pozitiv pe grila ecran şi accelerarea curentului de fascicul.

O excepţie între T.V. cu tuburi o constituie T.V. RUBIN 106 care stinge spotul prin procedeul blocării spotului, metodă specifică T.V. cu semiconductoare. Schema acestui circuit este prezentată în figura 7.

La oprirea T.V. condesatorul C511 se descarcă lent pe R351, menţinând un potenţial pozitiv ridicat (+140V) pe catodul cinescopului, până la răcirea catodului, menţinând tubul blocat. Se ştie că tubul cinescop se blochează (dispare rastrul) dacă diferenţa de potenţial U_C-U_G>150...60V. În acest caz s-a recurs la mărirea tensiunii pe catod.

O altă posibilitate constă în negativarea grilei Wehnelt, conducând la acelaşi rezultat, mărirea diferenţei de potenţial U_{C-G1} ceea ce determină blocarea T.C., deci a curentului de fascicul. Menţinerea blocării T.C. se face până la răcirea catodului. Schemele care folosesc acest procedeu utilizează tensiuni reziduale negative care, cu ajutorul constantelor mari de timp, menţin grila de comandă a tubului la un potenţial negativ.

Acest procedeu este utilizat de către televizoarele staţionare cu 4, 5 şi 6 circuite integrate, fiind foarte eficace. În afară de negativarea grilei de comandă G1 în momentul deconectării T.V. de la reţea se asigură şi ridicarea tensiunii din catodul T.C., prin blocarea tranzistorului final video, asigurându-se pe deplin condiţia de blocare a T.C., adică creşterea diferenţei de potenţial U_{C-G1}, acţionându-se asupra ambilor termeni (creşte potenţialul de catod şi scade cel al grilei Wehnelt).

Schema folosită în acest caz este prezentată în figura 8.

Circuitul de blocare a curentului de fascicul este "grefat" pe circuitul de luminozitate şi este realizat în două variante:

— cu diodă Zener (D705);
— cu condensator electrolitic tampon (C712).

Condensatorul C719 se încarcă cu polaritatea figurată la un potenţial de +175V-(-50V)=225V. În momentul opririi T.V. tensiunea de +175V scade brusc la 0 (datorită consumului mare de curent pe această ramură), deci C719 ajunge cu armătura pozitivă la masă, iar cu cea negativă la terminalul negativ al potenţiometrului de luminozitate R716. În această situaţie, C719 descărcîndu-se, îl încarcă pe C712 prin R717 la aproximativ -200V, iar prin cursorul lui R716 se aplică pe grila Wehnelt acest potenţial, ceea ce determină blocarea tubului.

Timpul de descărcare al lui C719 prin R716, R310, spaţiul vid al T.C., R308 şi R309 este de cca. 20s, acesta fiind de fapt şi timpul necesar

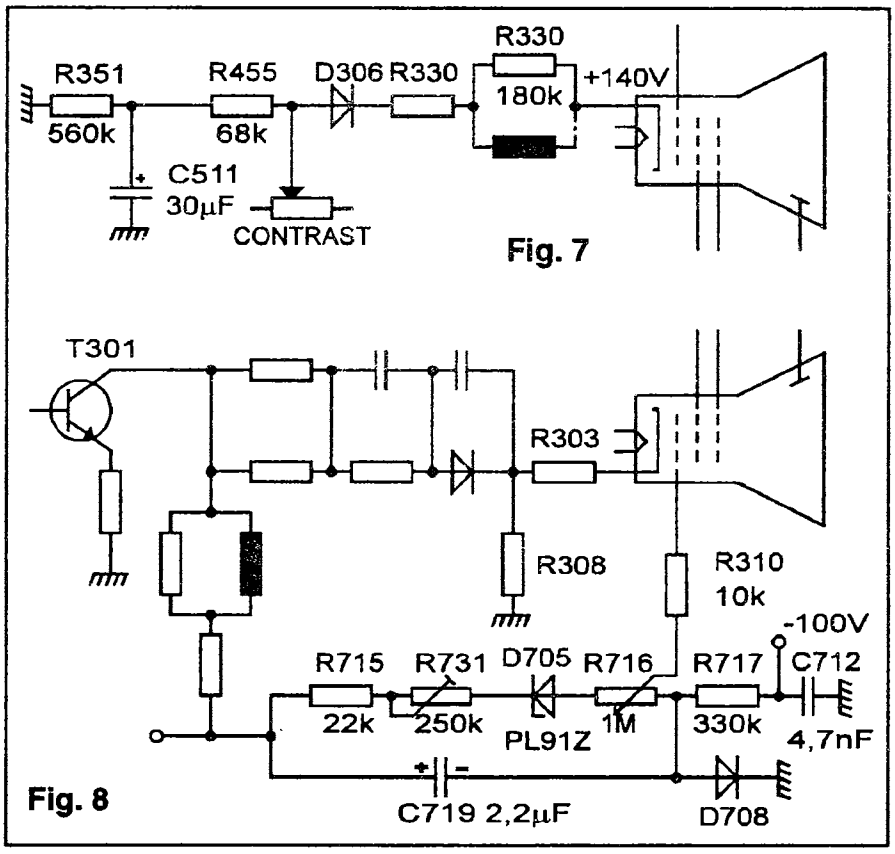


Fig. 7

Fig. 8

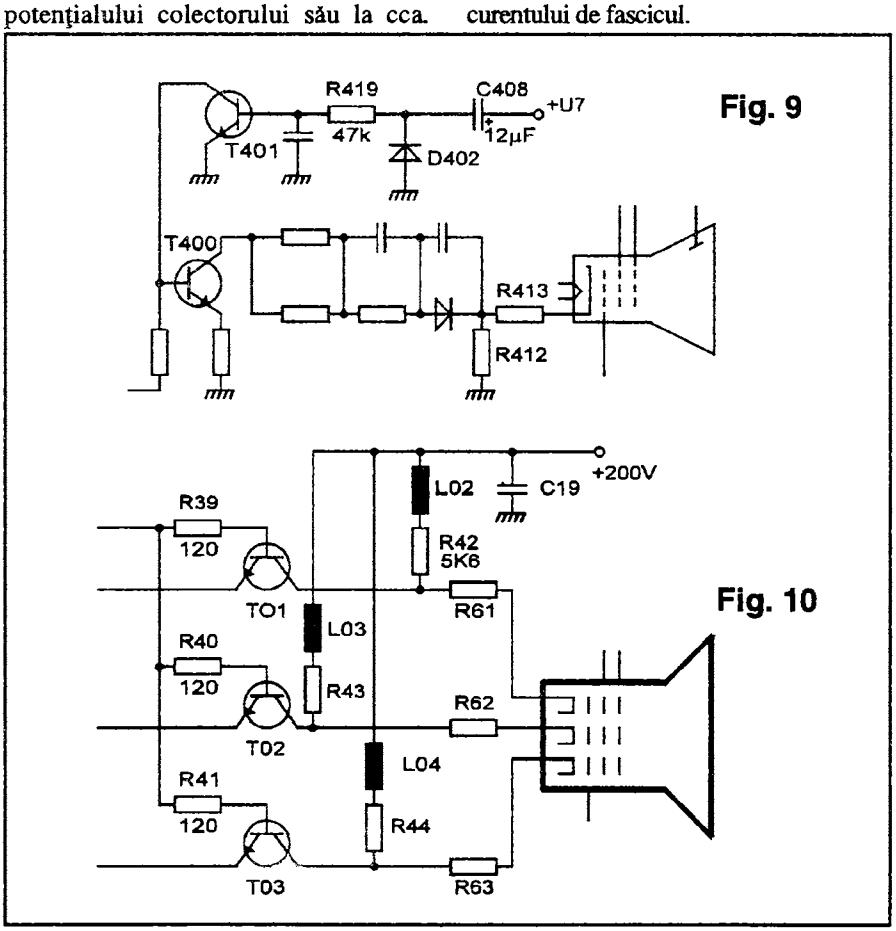
filamentului tubului să se răcească până la temperatura la care electronii emişi de catod nu mai au viteza necesară pentru a intra în câmpul electric de acceleraţie. Condensatorul C719 nu se poate descărca prin rezistorii R712, R731 şi R716 deoarece dioda Zener D750 este blocată (blocarea diodei se produce instantaneu la oprirea T.V.).

Varianta de circuit pentru blocarea spotului cu condensator electrolitic "tampon" este asemănătoare cu cea prezentată anterior dar lipseşte dioda Zener D705 (locul ei fiind ştrapat), R715 devine 1MΩ, iar C712 devine 8 μF. Condensatorul C712, electrolitic, este montat cu armătura pozitivă la masă. La oprire C719 se descarcă prin R715, R731, R716 cu un curent de cca. 100mA în aproximativ 20s. Condensatorul electrolitic "tampon" C712, încărcat la -100V, se va descărca şi el prin R717, R716 în aproximativ 60s pe grila Wehnelt a T.C. Timpul de polarizare negativă a G1 va fi cu 38s mai mare decât durata de răcire a catodului, deci acoperitor.

Concomitent cu scăderea potenţialului grilei de comandă G1, la oprirea T.V. va creşte tensiunea în catodul tubului cinescop. La deconectare va scădea polarizarea bazei tranzistorului final video T301, scăzând curentul prin tranzistor, ceea ce va determina creşterea potenţialului colectorului său la cca. +140V, ceea ce determină ridicarea tensiunii din catodul T.C. Această tensiune scade lent, în funcţie de mărimea constantelor de timp din circuit.

O altă problemă specifică receptoarelor T.V. echipate cu semiconductoare, care a trebuit să fie rezolvată de proiectanţi, constă în blocarea spotului la porniri repetate. La o reconectare a televizorului la mai puţin de 15-20s de la oprire (timp în care catodul T.C. nu s-a răcit încă) este posibilă apariţia punctului luminos în centrul ecranului, ceea ce ar putea distruge stratul de aluminiu şi luminoforul de pe ecranul T.C.

La T.V. cu 4, 5 şi 6 C.I. a cărui schemă a fost prezentată anterior, preîntâmpinarea acestei situaţii critice o face dioda D708. Dacă nu ar exista această diodă, la o repornire a T.V. după mai puţin 15-20s de la oprire, condensatorul C719 s-ar încărca prin R716, R310, spaţiul G1 - catod al T.C., R309 şi R308 la masă şi astfel G1 ar deveni pozitivă producând o accelerare a norului de electroni blocat, deci ar apare curent de fascicul înainte de intrarea în funcţiune a etajelor de deflexie. Dioda D708 este blocată în tot timpul funcţionării televizorului şi la oprire, deschizându-se numai la o reconectare rapidă, când prin ea se încarcă C719, preîntâmpinând pozitivarea grilei de comandă şi apariţia curentului de fascicul.



Receptoarele T.V. cu două C.I. utilizează în vederea acestui scop o schemă diferită, prezentată în figura 9.

În momentul pornirii T.V., condensatorul C408 se încarcă cu polaritatea din figură de la +U7 prin R419 şi joncţiunea BE a tranzistorului T401. În timpul încărcării lui C408 tranzistorul T401 conduce, ajungând la saturaţie. În acest moment baza tranzistorului final video este pusă la masă prin joncţiunea CE a lui T401 saturat, dând naştere unui potenţial ridicat în colectorul lui T400, respectiv în catodul T.C., ceea ce determină blocarea tubului cinescop, deci implicit şi a curentului de fascicul. Durata de blocare a curentului de fascicul depinde de constanta de timp t=C408xR419. După încărcarea condensatorului C408, tensiunea de pe dioda D402 divizată de rezitorii R419, R418 are o valoare destul de mică, suficientă pentru blocarea tranzistorului T401. Acest lucru permite funcţionarea corectă a tranzistorului final video T400. La deconectarea T.V. tensiunea U7 scade la 0 şi C408 se descarcă rapid prin dioda D402, menţinând în continuare blocat tranzistorul T401. La reconectarea T.V. ciclul descris mai sus se repetă.

Receptoarele T.V. color utilizează, în general, pentru stingerea punctului, procedeul blocării tunurilor electronice prin creşterea potenţialului pe catozii T.C., după cum se observă în figura 10.

La întreruperea alimentării de la reţea, oscilatorul din blocul alimentator îşi încetează brusc funcţionarea, iar în perioada imediat următoare etajele televizorului continuă să fie alimentate un timp din energia înmagazinată în condensatoarele de filtraj.

Datorită consumului mare pe linia de joasă tensiune (12V la T.V. CROMATIC şi 17,7V la TELECOLOR), de unde sunt alimentate majoritatea etajelor de semnal mic, această tensiune scade aproape instantaneu, determinând pe de o parte scoaterea din funcţiune a etajului final de baleiaj linii şi implicit dispariţia rapidă a tensiunii pe grila ecran (G2) şi pe de altă parte blocarea tranzistoarelor finale video. Ca urmare a blocării acestor tranzistoare (T01, T02 şi T03) tensiunea de +200V care apare pe catozii T.C. scade foarte lent, menţinând tunurile electronice blocate un timp suficient de lung până la răcirea filamentelor celor 3 tunuri.

Schema prezentată aparţine Monitorului Color 02, realizat pe structura televizorului TELECOLOR 3007. ♦

DEMAGNETIZAREA TUBURILOR CINESCOP TRICROME

Ing. Şerban Nalcu

Tuburile cinescop în culori sunt perturbate mult mai accentuat de câmpurile magnetice în care se află, comparativ cu tuburile alb-negru. Aceste câmpuri magnetice perturbatoare pot fi generate de diverse aparate sau dispozitive situate în imediata apropiere a T.V.C., cum ar fi transformatoarele, liniile de înaltă tensiune, magneţii, etc., pe de o parte, deci am putea presupune că magnetizările accidentale s-ar putea evita. Dar, pe de altă parte acţionează câmpul magnetic terestru care poate produce magentizări supărătoare la o simplă schimbare a poziţiei receptorului de televiziune.

Toate aceste câmpuri magnetice determină o magnetizare remanentă a părţilor metalice ale cinescopului tricrom (masca perforată, rama de protecţie), având ca efect deplasarea fasciculelor de electroni şi deci afectarea purităţii culorilor redate.

Pentru a se elimina aceste influenţe nefaste ale câmpurilor magnetice exterioare s-au aplicat diverse procedee de protecţie; unul dintre acestea l-a reprezentat utilizarea unor ecrane magnetice care să "îmbrace" conul de sticlă al cinescopului. Aceste ecrane sunt externe (la cinescoapele mai vechi, de tip delta cu unghiul de deflexie de 90°) sau interne.

S-a constatat că doar acest procedeu de protecţie este insuficient, orice magnetizare accidentală sau simpla schimbare a poziţiei televizorului necesitând refacerea reglajelor de puritate.

Un procedeu extrem de eficient pentru rezolvarea problemei este cel propus de firma Radiotechnique Coprim (soluţie preluată şi dezvoltată ulterior de firma americană R.C.A.), care constă în montarea a două bobine identice montate simetric pe blindajul tubului, perpendicular pe planul care conţine axa tubului. Acese bobine creează, la fiecare pornire a televizorului, un câmp magnetic alternativ şi rapid descrescător. Acest procedeu constituie demagnetizarea automată şi este eficient în aproape toate cazurile de magnetizări. În rarele situaţii când se produc magnetizări ale cinescopului tricrom extrem de puternice, manifestate prin erori mari de puritate, când chiar demagnetizările automate repetate la 15 minute nu înlătură defecţiunea, se utilizează dispozitive externe (bobine) cu ajutorul cărora se vor efectua demagnetizări manuale extrem de puternice.

În cele ce urmează vom trece în revistă modul cum se realizează cele două tipuri de demagnetizări, cu ajutorul căror circuite, în primul caz, şi cum se pot realiza practic dispozitivele de demagnetizare, în cel de-al doilea caz.

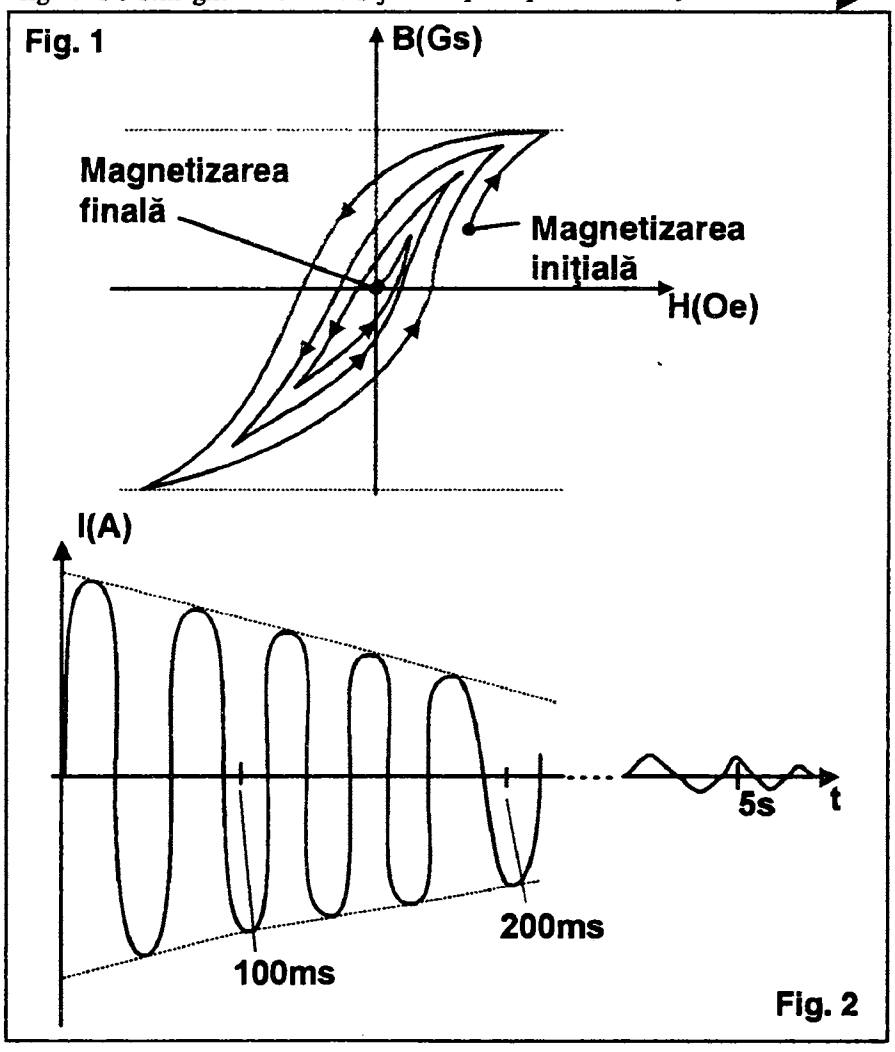
A. DEMAGNETIZAREA AUTOMATĂ

Principiu de funcţionare; circuite utilizate

Demagnetizarea automată, denumită ADG, de la englezescul Automatic DeGausser, acţionează scurt timp la fiecare pornire a receptorului T.V. asigurând o demagnetizare a blindajului magnetic prin supunerea sa la o serie de cicluri histerezis, de amplitudine descrescătoare, astfel încât magnetizarea finală să devină nulă (fig. 1 prezintă relaţia dintre inducţia magnetică B şi intensitatea câmpului magnetic H).

S-au utilizat diverse tipuri de circuite electronice destinate să asigure prin cele două bobine (uneori 4 bobine) un curent foarte mare la pornire (de ordinul amperilor), rapid descrescător în timp, iar după câteva secunde rămânând la o valoare insignifiantă (câţiva mA), ca în fig. 2. În acest scop se utilizează diferite componente cu rezistenţă neliniară (termistoare, varistoare).

Nu vom insista, la schemele prezentate, asupra valorilor componentelor sale, ci asupra principiului de funcţionare.



O primă variantă de circuit, cea din fig. 3, utilizează două perechi de bobine. Bobinele sunt conectate în serie între ele şi în serie cu un varistor VDR. Acest ansamblu este în paralel pe un termistor N.T.C. (cu coeficient de temperatură negativ). Deci, la pornirea T.V.C. prin trecerea unui curent prin termistor, acesta se încălzeşte, ceea ce determină o scădere a valorii sale, deci va scădea şi tensiunea de la bornele sale. Deci scade şi tensiunea la bornele varisorului înseriat cu bobinele. Scăzând tensiunea la bornele varistorului V.D.R. va creşte foarte mult rezistenţa sa. Deci, revenind şi urmărind curentul prin bobine: la început (cât termistorul şi varistorul sunt reci) curentul este foarte mare deoarece tensiunea la bornele termistorului este mare, iar rezistenţa varistorului este mică. După câteva secunde tensiunea la bornele termistorului scade, iar rezistenţa varistorului creşte determinând o scădere drastică a curentului prin bobine. După atingerea regimului permanent, curentul care va parcurge dispozitivul de demagnetizare va avea o valoare infimă (2,5mA).

În fig. 4 este prezentată schema circuitului de demagnetizare de la T.V.C. Coloreti 3006 (preluată de Telecolor 3006-3007). La pornirea T.V.C. curentul prin secţiunea de sus a termistorului P.T.C. (cu coeficient de temperatură pozitiv) creşte, acesta se încălzeşte şi rezistenţa sa creşte. Deci tensiunea care va "cădea" pe rezistorul R scade. Rezistenţa celei de-a doua secţiuni a termistorului va creşte de asemenea, prin trecerea curentului, ceea ce coroborat cu scăderea tensiunii pe R va determina o scădere drastică a curentului prin cele două bobine înseriate, după câteva secunde, de la cca. $7A_{vv}$ până la $4mA_{vv}$.

S-a observat faptul că bobinele de demagnetizare au acelaşi sens, cu scopul ca liniile de forţă ale câmpului magnetic creat de ele să aibă aceeaşi direcţie şi sens.

B. DEMAGNETIZAREA MANUALĂ (cu dispozitive auxiliare)

Dacă în timpul funcţionării T.V.C. apar pete colorate pe imagini a-n sau de altă nuanţă decât culorile redate pe imagini color, pete care nu dispar chiar după două trei opriri şi porniri succesive (după 15 minute) ale T.V.C., înseamnă că s-au produs magnetizări mai pronunţate ale părţilor metalice ale tubului tricromatic. Aceste magnetizări nu pot fi anulate de către dispozitivul de demagnetizare automat al T.V.C., fiind necesare dispozitive (bobine) cu o solenaţie mai puternică.

În fig. 5 prezentăm un astfel de dispozitiv de demagnetizare constituit dintr-o bobină cu diametrul de 30cm, având 500 ÷ 600 spire din CuEm cu diametrul de 0,4mm. Lungimea unei spire (lungimea cercului = $2\cdot\pi\cdot r = \pi\cdot d$) va fi de cca. 1m, deci tot dispozitivul necesită 500 ÷ 600 m de conductor.

O soluţie mai economică este dată în fig. 6. Bobina are un diametru de 45cm, având doar 30 de spire din CuEm cu diametrul de 2mm. Este necesar mult mai puţin conductor (cca. 52m). Curentul fiind mare prin bobine, acestea se încălzesc. Dezavantajul acestei soluţii constă în folosirea unui transformator coborâtor de alimentare (220V/6,3V). Acesta se va amplasa cât mai departe de T.V.C.

Se procedează astfel în vederea demagnetizării bobina se plasează într-un plan paralel cu ecranul, la cca. 20cm şi se alimentează cu tensiune. Se efectuează cu aceasta un număr de mişcări de rotaţie în acest plan (axa bobinei va parcurge tot ecranul T.V.C..) până la dispariţia petelor colorate. În timpul rotaţiilor efectuate bobina se va depărta de ecran până la 2÷3m, unde se roteşte la 90° (devine perpendiculară pe ecran), deconectându-se de la tensiune. Operaţia durează 30 secunde. ♦

Fig. 3

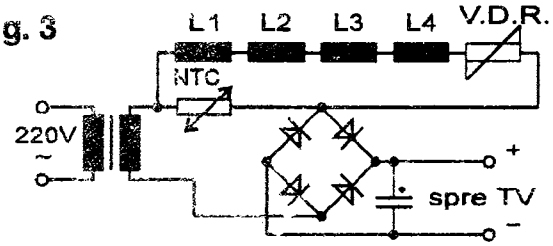


Fig. 4

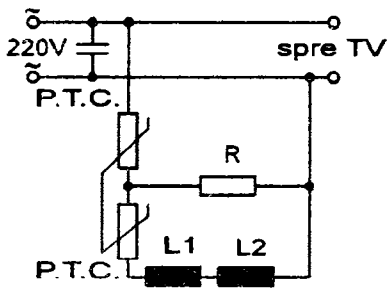
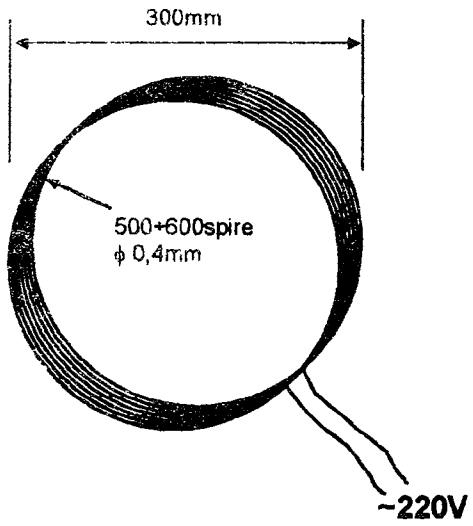


Fig. 6



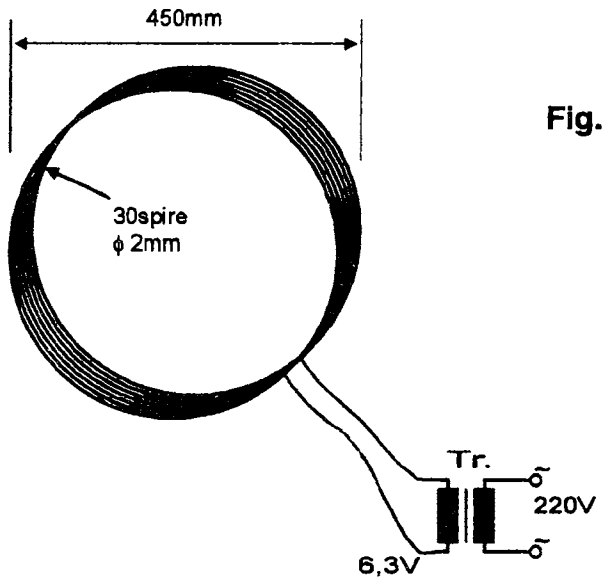


Fig. 5

TELEVIZOR COLOR SHARP
- SERVICE -

Ing. Stan Serglu

(continuare din numărul trecut)

Reglaj discriminator B-Y (T1901), R-Y(T1902)

Notă: Conectaţi un condensator de 0,001µF la TP801 şi TP802 pentru a filtra zgomotul de interferenţă de la ieşire.

1. Recepţionaţi semnalul "bare color SECAM".

2. Conectaţi osciloscopul cu două canale la TP801(R-Y) şi TP802(B-Y) (localizate pe placa PWB-B a echipamentului)

— nivel: DC 2V/div.

— baza de timp: 10µs/div.

3. Setaţi switch-ul de service S401 pe poziţia "video cut" pentru a întrerupe semnalul Y.

4. Setaţi controlul contrastului şi controlul strălucirii pe poziţia lor de maxim.

5. Reglaţi din T1901 şi T1902 astfel încât nivelul de DC al ieşirii când controlul culorii este fixat pe minim (nivel de alb şi negru) şi acela cînd saturaţia este fixată la 100% devin egale (figura 12).

6. Poziţionaţi switch-ul S401 pe poziţia centrală.

REGLAJE CIRCUIT DE CROMINANŢĂ "NTSC"

Reglaj subpurtătoare HUE: R1805

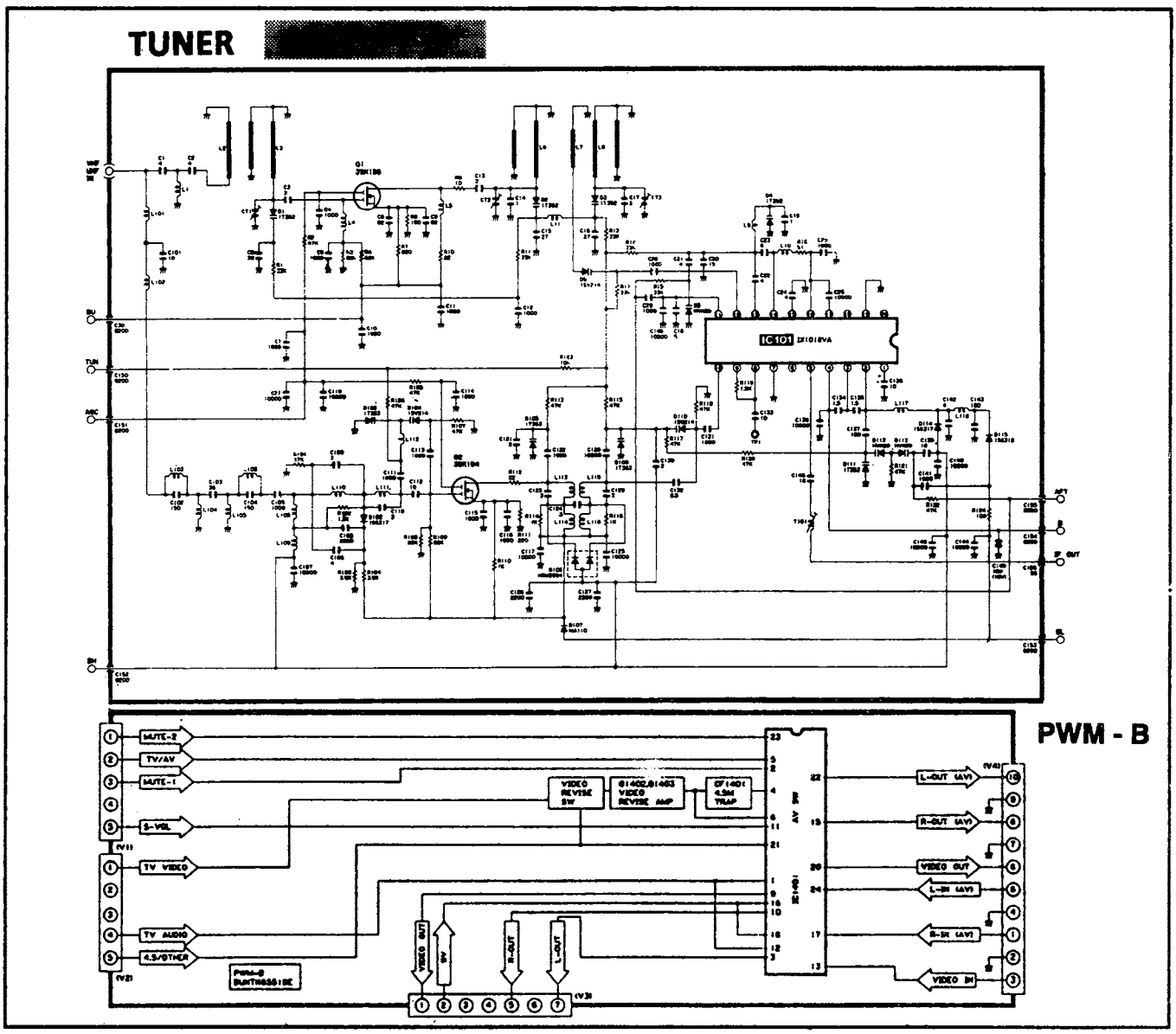
1. Recepţionaţi semnalul "bare color NTSC".

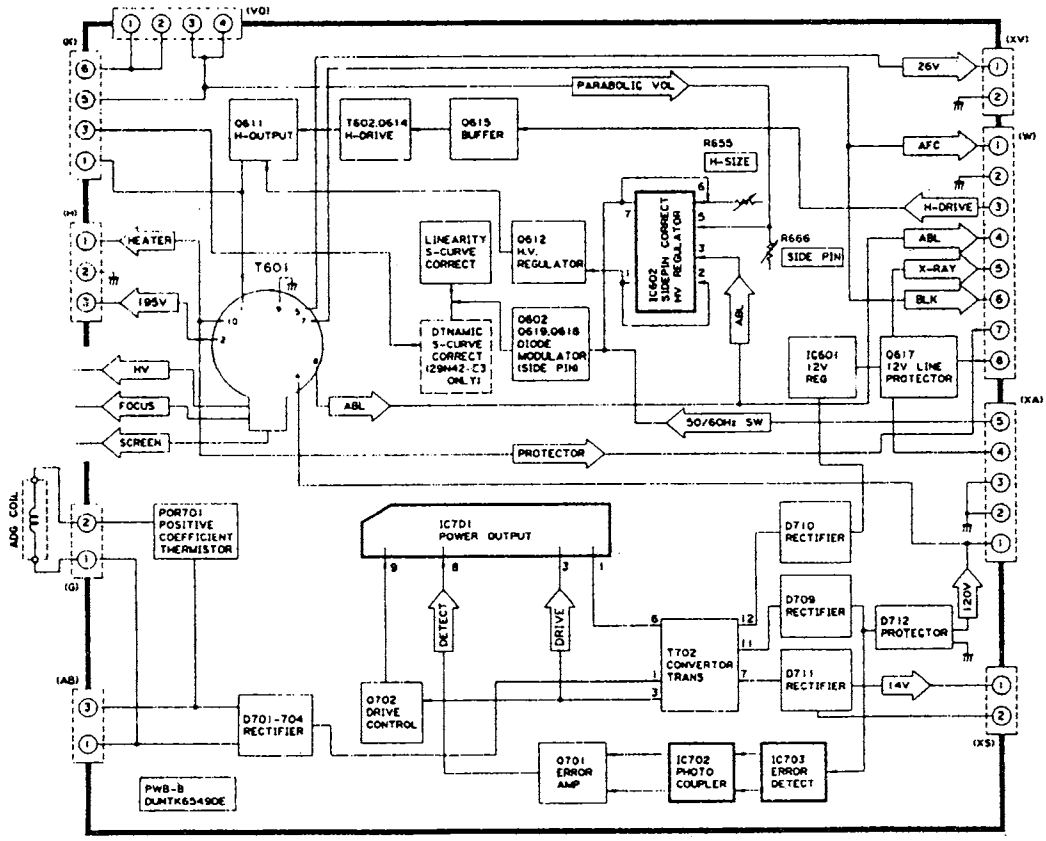
2. Conectaţi osciloscopul la TP802(B-Y).

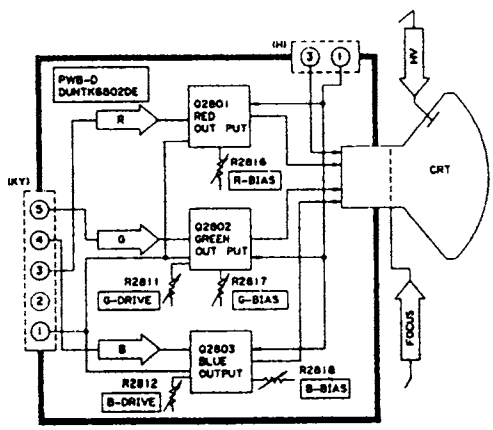
3. Apăsaţi butonul "N" al telecomenzii.

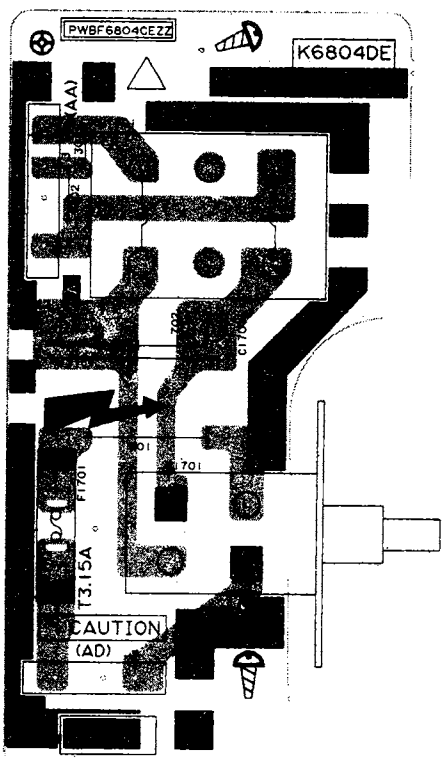
4. Poziţionaţi switch-ul de service S401 pe poziţia "video cut" pentru a întrerupe semnalul Y.

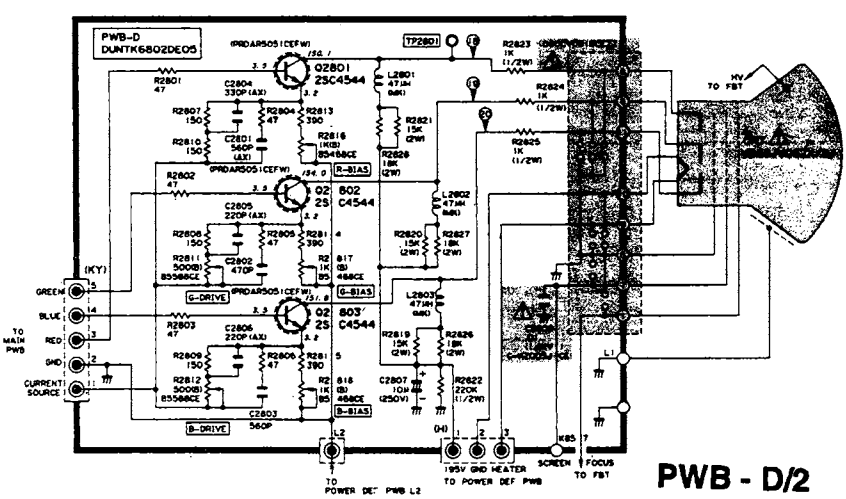
(continuare în numărul viitor)




PWB - B
PARABOLIC VOL
26V
AFC
H-DRIVE
ABL
X-RAY
BLK
R655
H-SIZE
R666
SIDE PIN
Q611 H-OUTPUT
T602,0614 H-DRIVE
Q615 BUFFER
LINEARITY S-CURVE CORRECT
Q612 H.V. REGULATOR
IC602 SIDE PIN CORRECT H.V. REGULATOR
DYNAMIC S-CURVE CORRECT (29W42-C3 ONLY)
Q602 Q619,Q618 DIODE MODULATOR (SIDE PIN)
IC601 12V REG
Q617 12V LINE PROTECTOR
T601
HEATER
195V
HV
FOCUS
SCREEN
ABL
50/60Hz SW
PROTECTOR
ADG COIL
POR701 POSITIVE COEFFICIENT THERMISTOR
IC701 POWER OUTPUT
DETECT
DRIVE
D710 RECTIFIER
D709 RECTIFIER
D712 PROTECTOR
120V
T702 CONVERTOR TRANS
D711 RECTIFIER
14V
D701-704 RECTIFIER
Q702 DRIVE CONTROL
Q701 ERROR AMP
IC702 PHOTO COUPLER
IC703 ERROR DETECT
PWB-B DUNTK6549DE


PWB - D/1
PWB-D DUNTK6802DE
Q2801 RED OUT PUT
R2816 R-BIAS
Q2802 GREEN OUT PUT
R2811 G-DRIVE
R2817 G-BIAS
Q2803 BLUE OUTPUT
R2812 B-DRIVE
R2818 B-BIAS
CRT
HV
FOCUS


PWBF6804CEZZ
K6804DE
T3.15A
CAUTION
(AD)
PWB - E


PWB-D DUNTK6802DE05
Q2801 2SC4544
Q2802 2SC4544
Q2803 2SC4544
R-BIAS
G-BIAS
B-BIAS
G-DRIVE
B-DRIVE
TO FBT
TO MAIN PWB
CURRENT SOURCE
TO POWER DEF PWB L2
195V GND HEATER
TO POWER DEF PWB
SCREEN
FOCUS
TO FBT
PWB - D/2

COMANDĂ TEMPORIZATĂ

student Alin Neamţu

Montajul prezentat în acest articol reprezintă un temporizator de putere proiectat pentru a comanda dispozitive ce funcţionează până la tensiunea de 220V c.a. Deşi există o mare varietate de temporizatoare, pentru unele experimente de laborator această schemă, prin simplitatea construcţiei şi a utilizării, este deosebit de utilă. Schema reprezintă o aplicaţie de bază a circuitului integrat TBA 315 N, un circuit mai puţin utilizat în astfel de scheme deşi este un temportizator integrat.

Circuitul integrat TBA 315 N (I.P.R.S.) este un temporizator de putere cu posibilitatea de reglare a duratei impulsurilor şi a factorului de umplere, printr-un circuit RC exterior circuitului. Circuitul conţine un etaj stabilizator de tensiune, un etaj comparator oscilator şi un etaj final de putere.

Tensiunea de alimentare este cuprinsă între 10 şi 32V, însă uzual se alimentează de la 12V sau de la 24V. Pentru V_+=12V terminalul 11 (12/24) se conectează la V_+ iar pentru V_+=24V terminalul rămâne neconectat. Curentul de alimentare (date de catalog) la V_+=12V şi R_s mare este de ≈10mA

Frecvenţa de oscilaţie se calculează cu formula:

$$f_0 = \frac{800}{RC} \quad [Hz]$$

unde R=1K ... 120K şi C are valori în µF (relaţia este valabilă doar pentru f_0<4kHz). Frecvenţa de oscilaţie poate fi controlată şi prin $V_{control}$ (pinul 2). La o tensiune de 12V avem:

— $0V<V_{control}<1,4V$ - rezultă frecvenţa f_0 şi factorul de umplere 0,45;
— $1,6V<V_{control}<4V$ - rezultă frecvenţa $2,1 \cdot f_0$ şi factorul de umplere 0,52;
— $8V<V_{control}<12V$ - frecvenţa este nulă;

(pentru date suplimentare consultaţi [1])

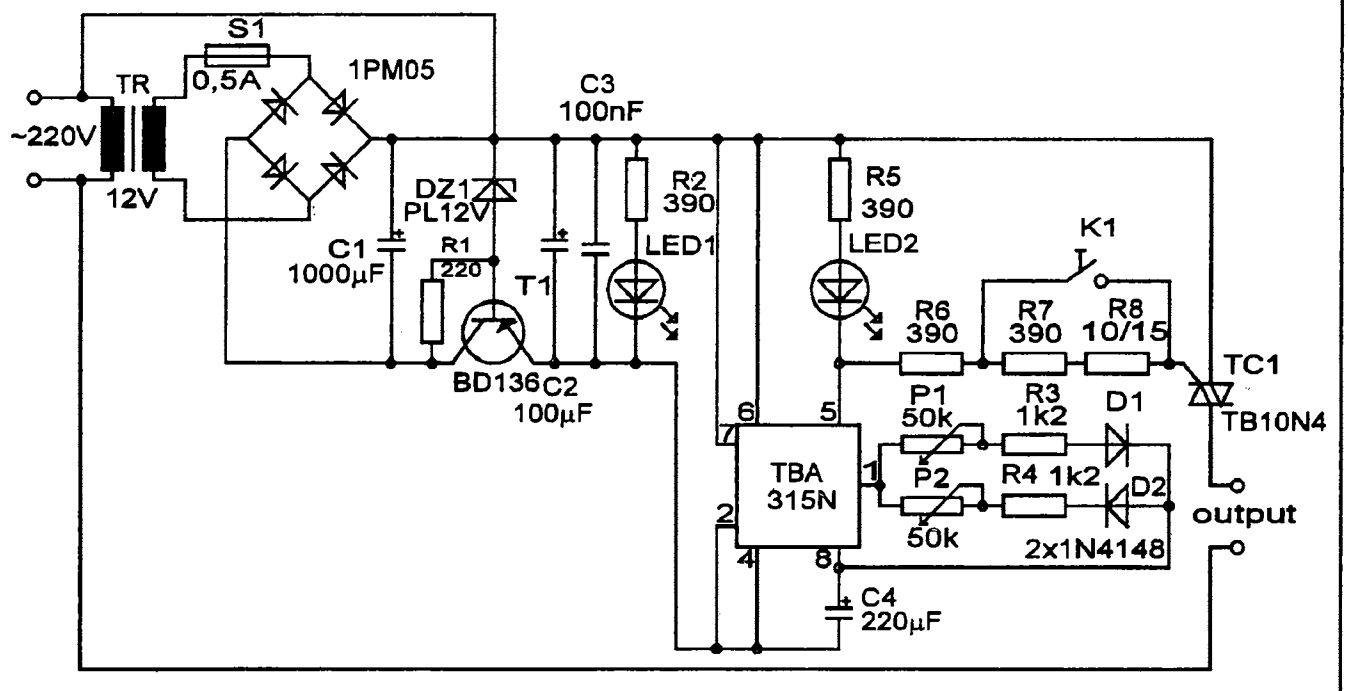
Tensiunea de alimentare 12/24V face ca acest circuit să aibă aplicaţii la autoturisme (semnalizarea direcţiei, temporizator pentru ştergătorul de parbriz etc.).

În această schemă circuitul integrat TBA 315 N este folosit în configuraţie de temporizator oscilator cu posibilităţi de reglaj al semnalului de ieşire. Schema foloseşte un număr redus de componente, pentru a facilita realizarea, utilizarea cât şi (eventual) depanarea schemei. Configuraţia clasică de utilizare a circuitului integrat a fost modificată prin utilizarea ca punct de referinţă (masă) a valorii pozitive V_+ a tensiunii de alimentare. Prin aceasta se evită necesitatea montării unui tranzistor auxiliar de comandă a triacului.

Performanţele schemei:

— curent de alimentare mediu 70mA (pe o sarcină de 200W);
— tensiune de alimentare 12V;
— tensiune comandă la ieşire 220V (cu posibilităţi de modificare);
— frecvenţa 0,5 - 2Hz (cu valorile din schemă; dar în principiu orice frecvenţă <4kHz);
— factor de umplere variabil;
— indicarea funcţionării printr-un LED de funcţionare şi un LED de

Fig. 1



control;

— puterea de consum normală a sarcinii 200W. Puterea de ieşire poate fi mărită prin utilizarea unui triac de putere mai mare montat pe un radiator corespunzător.

După cum vom vedea, realizarea carcasei acestui montaj se poate face în mod ingenios.

Dintre posibilele utilizări ale acestui montaj amintim:

— comanda unui girofar de c.a. ce funcţionează la 220V (acesta este de fapt şi scopul iniţial pentru care a fost construit montajul). Pentru spectacole sau discoteci un astfel de girofar comandat este foarte spectaculos;
— comanda secvenţială a unuia sau mai multor dispozitive electronice de putere medie alimentate la 220V;
— generator de alarmă (pentru bec, sirenă, claxon etc.);
— termoregulator pentru ciocanul de lipit (prin conectarea secvenţială a ciocanului de lipit la reţea, se evită o supraîncălzire a acestuia - de nedorit în cazul unor lipituri fine, precum şi o economie de energie electrică);

Schema se compune din trei părţi distincte. Blocul de alimentare cuprinde transformatorul, etajul de redresare şi etajul de stabilizare. Transformatorul trebuie să asigure în secundar o tensiune de 9-12V la un curent de minimum 500mA. Opţional se mai poate introduce încă o înfăşurare secundară pentru a alimenta sarcina de la o altă tensiune decât cea de reţea. Deşi în schemă nu există, este bine totuşi (mai ales în cazul unor sarcini inductive) să se monteze în paralel pe C3 un condensator de 47nF şi o diodă de comutaţie polarizată invers, pentru a duce toate impulsurile sau salturile parazite de tensiune la masă. Blocul principal este format din circuitul integrat plus etajul P2, R4, D2, P1, R3, D1, C4 care constituie circuitul exterior RC de modificare a frecvenţei şi a factorului de umplere. Pentru calculul acestor mărimi se folosesc formulele:

$P2+R4>1K$

$P1+R3>1K$

$t_c=0,7\cdot(P2+R4)C$ [ms]

$t_b=(P1+R3)C$ [ms]

unde t_c - timp de conducţie, iar t_b - timp de blocare, [R]=KΩ, [C]=μF.

Blocul de ieşire este constituit din R5, R6, R7, R8, LED2, TC1, K1. LED2 este un LED de control pentru a vizualiza impulsurile (la frecvenţe mari acest LED nu se mai montează). Blocul R7, R8, K1 se foloseşte pentru a reduce puterea de ieşire a triacului. Se recomandă experimentarea schemei cu diferite valori pentru R8 pentru obţinerea unui efect dorit (valoarea lui R8 depinde foarte mult de triacul utilizat). Bineînţeles că acest mic gadget poate lipsi.

Realizarea practică a montajului

Realizarea circuitului imprimat şi montarea pieselor nu prezintă dificultăţi. Piesele mai deosebite sunt soclul pentru siguranţă, comutatorul K1 şi condensatoarele electrolitice. Aceste piese nu vor constitui o problemă, ele se pot procura de la orice magazin particular de piese electronice.

În ceea ce priveşte carcasa montajului, montarea sa în carcasa unui prelungitor de reţea cu 4 (sau mai multe) prize rezolvă această de multe ori dificilă problemă. Având la dispoziţie un prelungitor cu 4 ieşiri dispuse longitudinal, se "decuplează" primele două ieşiri din bucata ce conţine găurile de ieşire ale prelungitorului (capacul), iar bucata cealaltă (ce conţine contactele electrice) se pileşte în zona corespunzătoare pentru a facilita introducerea montajului în cutie. Deasupra orificiului decupat se prinde în şuruburi o placă pe care se montează LED- urile şi cele două potenţiometre, iar în placa cu contactele electrice se dau două găuri pentru a fixa placa de circuit imprimat. Pentru comutator se taie un orificiu în partea laterală a plăcii superioare. Lamelele de contact ale prelungitorului se vor tăia în două şi se vor lega la ieşirea montajului. Dacă prelungitorul este mare şi se utilizează un transformator mic, acesta se poate introduce în cutia prelungitorului. Acesta este cazul ideal, dacă însă transformatorul nu încape, se poate folosi o carcasă mică pentru el, separat. Circuitul imprimat este astfel proiectat şi dimensionat încât să permită montarea într-un prelungitor.

Montajul a fost experimentat în acest mod (folosind un prelungitor existent în comerţ), funcţionând 12 ore pe o sarcină de 200W (un girofar şi două becuri electrice).

Bibliografie:

[1] Râpeanu R., Chirică O. s.a. *Circuite integrate analogice*, Editura Tehnică, Bucureşti 1983.

[2] Nicolae Drăgulănescu *Agenda radioelectronistului*, ediţia a- II-a, Editura Tehnică, Bucureşti 1989.

[3] Colecţia revistei *Electronistul*.

[4] Colecţia revistei *Tehnium*.

[4] (opţional) *Legile lui Murphy*. ♦

Fig. 2

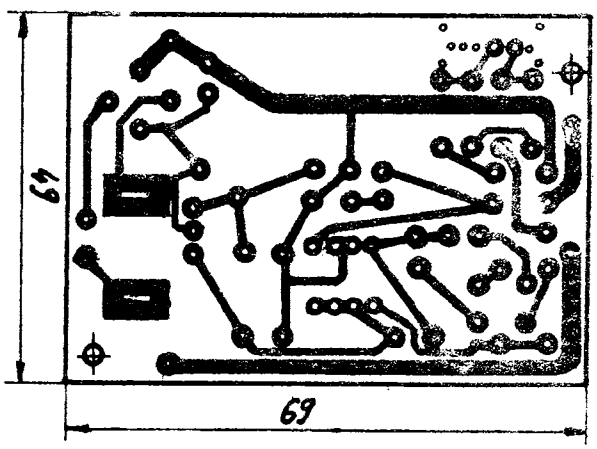
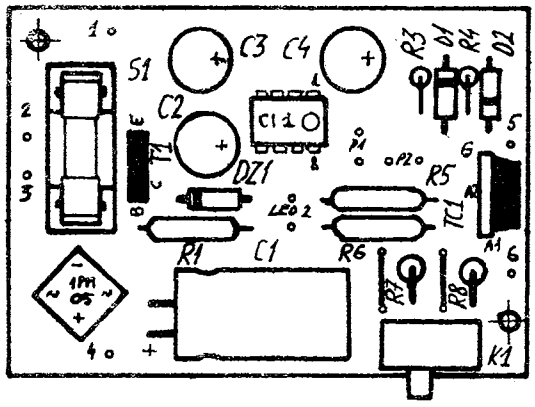


Fig. 3



VARIATOR DE CURENT CONTINUU DE MICĂ PUTERE

asist. univ. Voloşencu Constantin

În practică există aplicaţii care necesită acţionări electrice cu motoare de curent continuu, cu putere până la 150W, cu turaţie reglabilă. În ţară se fabrică câteva tipuri de astfel de motoare. La Electrotehnica Bucureşti se fabrică motorul MSA cu următoarele caracteristici: 150W, U_a=42V, I_a=5A, U_{ex}=42V, N=5100rot/min. La Electroargeş Curtea de Argeş se fabrică motoraşe pentru ştergător de parbriz, alimentate la tensiuni de 12V sau 24V, cu magneţi permanenţi în excitaţie. Motoarele mai sus amintite se fabrică în variante cu sau fără reductor. Pentru modificarea turaţiei între 15% şi 100% din turaţia nominală este necesară modificarea tensiunii de alimentare a motoarelor, cam în aceleaşi limite din tensiunea nominală. Pentru aceasta a fost realizat un variator de curent continuu tranzistorizat, foarte simplu, pe care autorul l-a folosit în diverse aplicaţii. Dintre aceste aplicaţii se amintesc: reglarea vitezei de bobinare la o maşină de trefilat şi bobinat electrod filiform din cupru, reglarea turaţiei mesei de lucru la o maşină de finisat filiere cu ultrasunete, reglarea debitului unei pompe şi altele.

Schema bloc a variatorului se prezintă în fig. 1.

Variatorul este compus dintr-un regulator al tensiunii de alimentare U, care furnizează semnalul de comandă **u** unui element de execuţie de tip chopper cu un tranzistor. Semnalul de comandă **u** este comparat cu un comparator de tensiune, cu semnalul dinte de fierăstrău **u** furnizat de un generator cu TUJ. Semnalul **u** de la ieşirea comparatorului este amplificat în putere cu un circuit de comandă a unui tranzistor de putere. Tranzistorul final are conectată în emitor înfăşurarea de alimentare a motorului. Din emitorul tranzistorului se culege tensiunea de pe motor, printr-un circuit de reacţie, care furnizează mărimea de reacţie regulatorului. Motorul poate avea excitaţia alimentată separat sau realizată cu magneţi permanenţi. Mărimea de prescriere **w** poate fi dată sub forma unei tensiuni în domeniul necesar.

Formele de undă din variator se prezintă în fig. 2.

Fig. 1

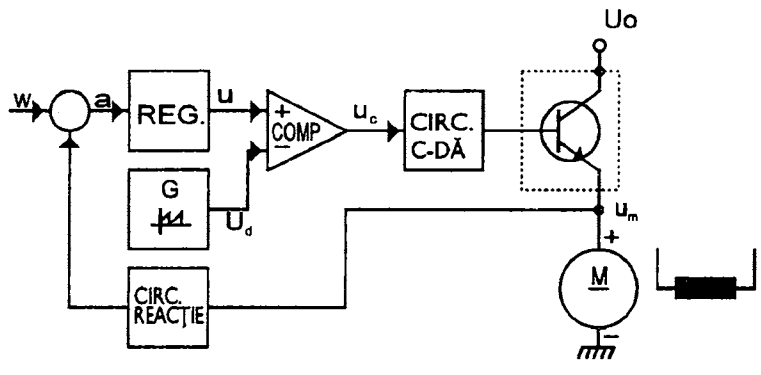


Fig. 2

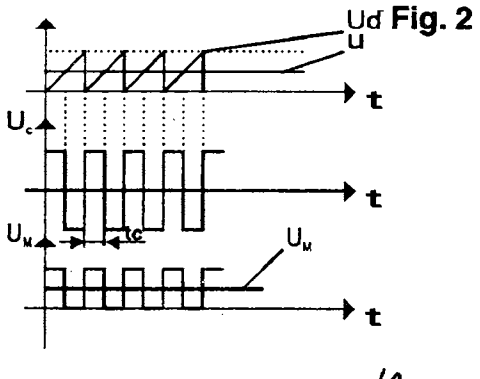
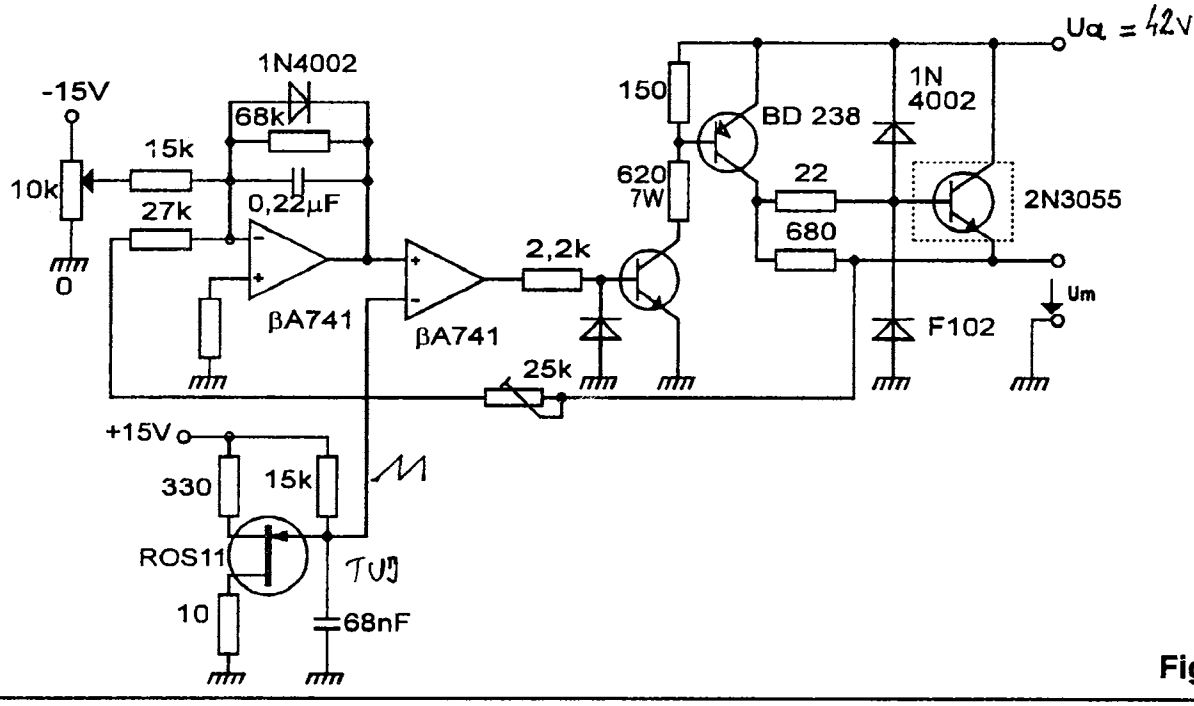


Fig. 3



buclă de reacţie negativă, care se străduie să menţină o tensiune de ieşire v_0 const., prescrisă prin divizoarele de tensiune R_1R_2 şi R_3R_4 (fig. 4a, 5, 6).

Această buclă de reacţie negativă realizează şi imunitatea sursei la variaţiile tensiunii în reţeaua de alimentare.

Tensiunea de la intrarea multiplicatorului este modulată în impulsuri, cu factor de umplere variabil. Aceste impulsuri comandă locarea sau saturarea unui tranzistor MOS.

Prin inductanţa L va trece un curent liniar crescător sau descrescător, după cum tranzistorul T este saturat, respectiv blocat (fig. 4b).

Cu acest filtru activ se poate obţine un factor de putere de până la 0,95 ÷ 0,98. Există mai multe variante de modulaţie în impulsuri.

Pentru schema din fig. 4a, tensiunea de la ieşirea multiplicatorului este comparată cu o tensiune proporţională cu valoarea instantanee a curentului prin tranzistorul T (citită cu ajutorul unui transformator de curent T.I.).

Forma curentului prin inductanţa L va fi asemănătoare cu forma tensiunii livrate de secundarul transformatorului T.I.

Dacă frecvenţa de lucru este suficient de mare, "zimţii" din forma de undă a curentului sunt neglijabili iar curentul se poate aproxima ca fiind sinusoidal.

Pentru schema din fig. 5, funcţionarea este asemănătoare cu precedenta.

Deosebirea constă în faptul că în loc de transformatorul T.I. se foloseşte un rezistor R, de valoare mică, pentru citirea curentului.

În această variantă, comparatorul este cu fereastră de histerezis. Dacă la varianta anterioară frecvenţa de lucru era în funcţie de valoarea inductanţei L, în această variantă frecvenţa de lucru depinde de lărgimea ferestrei de histerezis.

Se elimină astfel dependenţa de caracateristicile inductanţei L.

La schema din fig. 6 tensiunea de la ieşirea multiplicatorului este însumată cu o tensiune proporţională cu valoarea instantanee a curentului (tensiunea de pe rezistorul R).

Tensiunea rezultată este comparată cu o tensiune dinte de ferăstrău.

Frecvenţa de lucru este dictată de perioada dinţilor de ferăstrău.

Există circuite integrate care realizează această corecţie a factorului de putere (ML 4812, 4819 - Micro Linear, TDA 4814, 4816 - Siemens) şi echipează unele tipuri de televizoare fabricate în ultimii doi ani, tocmai pentru avantajul de care am mai amintit: ameliorarea răspunsului sursei de alimentare la variaţia tensiunii şi frecvenţei reţelei, problemă pe care un fitru pasiv LC nu o poate rezolva.

Schema unui filtru activ LC de joasă frecvenţă este ilustrată în fig. 7.

Acesta operează la frecvenţe mai scăzute (100 ÷ 200). Funcţionarea este sincronă cu frecvenţa reţelei şi în principiu, este asemănătoare cu cea a filtrelor active de înaltă frecvenţă.

Cu acest filtru se pot obţine valori ale factorului de putere până la 0,96 ÷ 0,97, dar este mai rar întâlnit, deoarece dimensiunile elementelor L, C cresc considerabil, datorită frecvenţelor joase de lucru.

Bibliografie:
Electronic Design 6/1992;
Electronique 6-1991;
Siemens A. G. 1992;
Bazele electronicii, M. Preda ş.a., Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1980;
Bazele electrotehnicii şi electronicii, T. Gligor ş.a., uz intern, Institutul Politehnic Cluj-Napoca, 1980; ♦

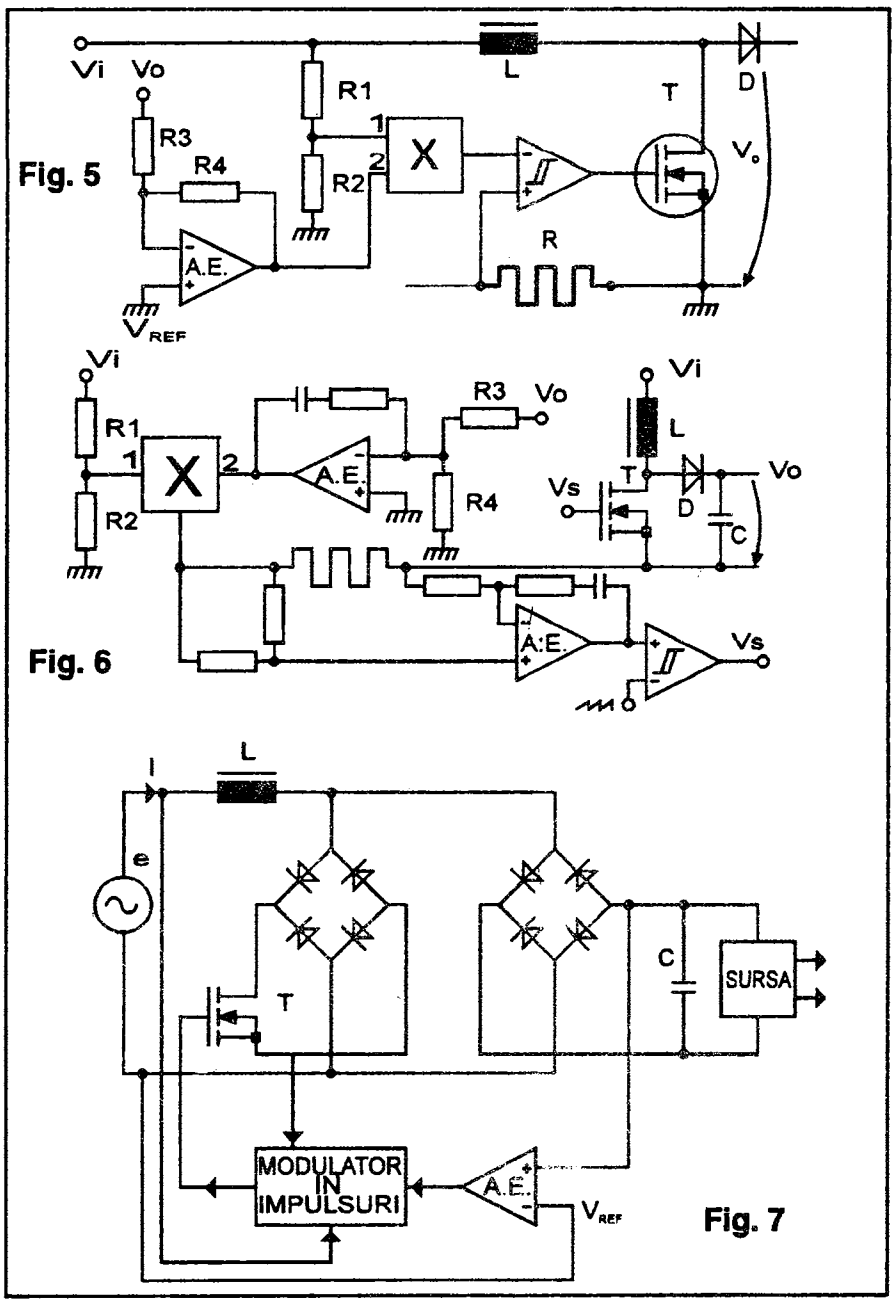


Fig. 5

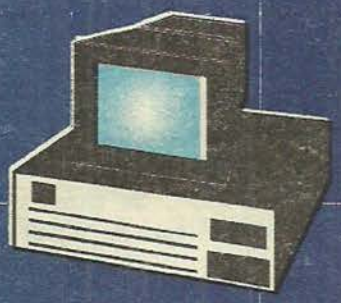
Fig. 6

Fig. 7

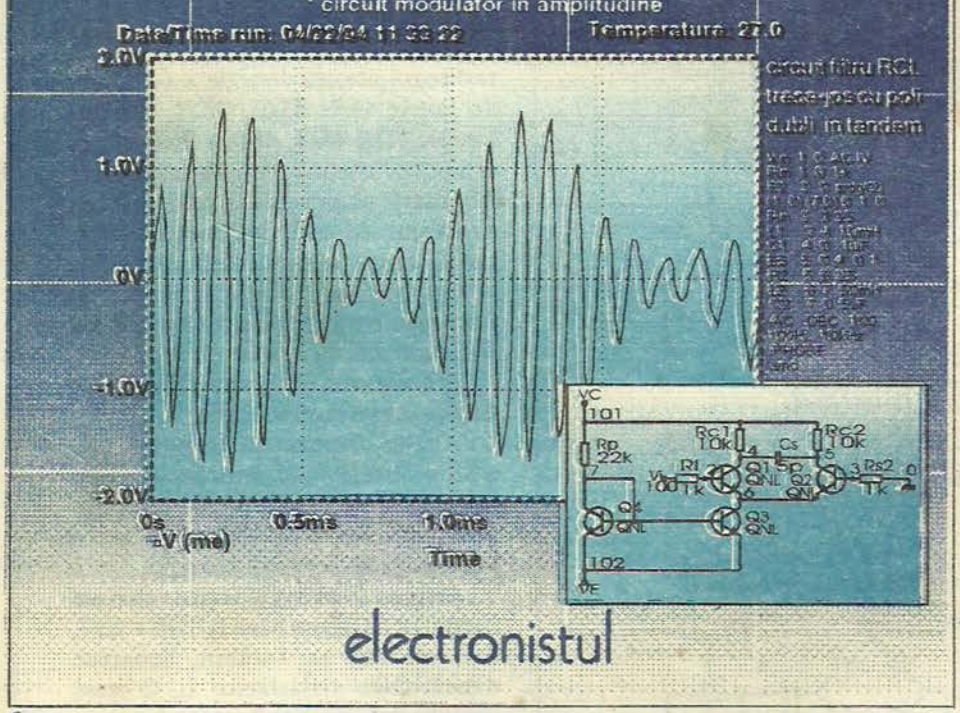
Lei 1100

ISSN 1220 6741

VOLOSENCU CONSTANTIN



ANALIZA CIRCUITELOR CU PROGRAMUL SPICE



electronistul

Cartea mai poate fi gasita in luna decembrie 1994 la punctele RODIPET de difuzare a presei din toata tara si in librariile din Bucuresti !!!

IN CURIND VETI PUTEA ACHIZITIONA PRIN POSTA DE LA EDITURA ELECTRONISTUL" SI DISCHETELE CU PROGRAMUL SPICE !!!

Programele din familia Spice sunt larg utilizate pe pla mondial de către specialiştii în profil electric (electrotehnicien electronişti, automatişti şi calculatorişti), bucurându-se de ar de zile de o audienţă deosebită în universităţile americane vest-europene.

În ultimii ani aceste programe au ajuns să fie folosit şi în România, contribuind la perceperea mai bună a diverselo probleme legate de analiza şi sinteza circuitelor analogice, da şi a celor numerice.

În întâmpinarea necesităţii de a cunoaşte rapid eficient aceste programe, autorul oferă o lucrare care ajut cititorul să se familiarizeze cu uşurinţă cu posibilităţil programelor din familia Spice, să aprecieze corect utilitate acestora şi să îl convingă în a le folosi ca şi un mijloc curen de lucru, pentru sinteza şi analiza circuitelor electrice.

Exemplele alese permit utilizatorului o autoinstruir rapidă, conferindu-i calitatea de a aborda, în limit cunoştinţelor sale de electrotehnică generală liniară neliniară precum şi de automatică, aplicaţii mai complexe folosind manualele de firmă.

prof. dr. ing.
Toma Leonida Dragomir

Programul *Spice* al Universităţii Berkeley din Californi este "de facto" programul standard pentru simulare circuitelor electrice, în special analogice, dar şi numerice Acest program are multe variante comerciale, ca de exemplu *PSpice*, *HSpice*, *ISpice* etc. Prin variantele sale comercial programul Spice a devenit popular. Scopul acestei cărţi est de a da un ajutor utilizatorilor acestor programe, prezentân noţiuni elementare de modelare, analiză şi simulare dispozitivelor şi circuitelor analogice şi numerice, conform cu sintaxa acestor programe.

Pe lângă prezentarea sintaxei instrucţiunilo programului, cartea prezintă şi câteva aplicaţii inginereşti a programului *Spice* utile în electronică, electrotehnică automatică.

Marea majoritate a aplicaţiilor electronice din practic pot fi simulate cu programul *Spice*, corespunzător un măsurători de laborator. Noţiunile prezentate în carte impu cunoştinţe de circuite electronice, însuşirea comportă componentelor electronice şi evident cunoaşterea legil circuitelor electrice. Utilizarea programului *Spice* ajută şi desăvârşirea acestor cunoştinţe de electronică. Dac utilizatorul are un circuit al cărui mod de funcţionare principi îl cunoaşte şi doreşte să-l simuleze pentru a afla detalii funcţionare, acest fapt este suficient pentru a înţeleg programul *Spice*. Se presupune de asemenea că cititorul es capabil să lucreze cu calculatorul personal pe care va ru programul de simulare, pentru a crea fişierul de intrare.

Programul *Spice* ajută utilizatorul să simuleze circuit electrice înainte de a le construi. El permite proiectantului s decidă ce schimbări sunt necesare, fără a atinge u echipament fizic. De asemenea, programul *Spice* ajută verificarea proiectului, în momentul în care proiectant consideră că a finalizat acel proiect. Există astfel posibilitate de a verifica dacă circuitul electronic proiectat funcţionea corect, înainte de a fi executat. Programul *Spice* este deci u mijloc de simulare de laborator prin care se creează, s testează şi se fac măsurători asupra circuitelor electronice.

Însă, singura cale de a verifica un circuit electronic est realizarea lui practică. Prin anii '70, programul *Spice* se utiliz pentru simularea circuitelor integrate, ale căror componen sunt mult prea mici faţă de dispozitivele discrete. În aces cazuri apar efecte fizice care sunt neglijabile pentru circuite normale, dar care devin importante pentru microcircuite.

Prin această lucrare autorul încearcă să pună îndemâna studenţilor şi specialiştilor care au acces la unul d programele din familia *Spice* un manual în limba română, ca să-i ajute să se orienteze cât mai repede în aplicarea lui.

Lucrarea în sine reprezintă o sinteză realizată de a pe baza îngemănării unor manuale de specialitate şi de f dedicate diverselor programe din familia *Spice* experienţei proprii.